

Transferência de Energia Sem Fios Ativada por Cavidade Ressonante

LARISSA LEITE

Julho de 2017

Instituto Superior de Engenharia do Porto
Departamento de Engenharia Electrotécnica
Rua Dr. António Bernardino de Almeida 431, 4200-072 Porto

Transferência de Energia Sem Fios Ativada por Cavidade Ressonante

Tese/Dissertação do Mestrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores -
Área de Especialização de Telecomunicações

Larissa Leite

Orientador: Prof. José António Tenreiro Machado
Co-orientador: Prof. Reginaldo Nunes de Souza

Ano Lectivo: 2017

Agradecimentos

Primeiramente agradeço a Deus por me acompanhar em mais essa etapa da minha vida.

Agradeço à Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR) e ao Instituto Superior de Engenharia do Porto (ISEP/IPP) por me concederem a oportunidade de realizar este intercâmbio, assim como também agradeço a todos os colaboradores e professores de ambas instituições que se fizeram presentes e me auxiliaram nessa jornada, em especial ao Prof. Dr. José António Tenreiro Machado por ter aceitado o convite de ser o orientador deste trabalho.

Gostaria de agradecer a todos aqueles que acreditaram ser possível realizar esta tarefa e àqueles que contribuíram para que ela fosse finalizada. Por fim, agradeço imensamente aos meus pais, Paulo Leite Santos e Agnes Maria Flach, por todo o apoio, confiança e paciência a mim dedicados.

Resumo

Os sistemas de transferência de energia sem fios (*Wireless Power Transfer* - WPT) são muito eficientes quando se deseja alimentar um ou dois dispositivos localizados em uma área 2D específica. No entanto, estes métodos não são adequados aos casos em que se necessita carregar uma maior quantidade de aparelhos situados em diversas localizações de um volume 3D. Assim, neste trabalho, propõem-se o desenvolvimento de um algoritmo em linguagem MATLAB capaz de simular uma técnica de transferência de energia sem fios ainda pouco conhecida, a WPT ativada por cavidade ressonante. Neste método, utilizam-se os modos eletromagnéticos naturais de uma câmara metálica, preenchida com ar, para produzir campos magnéticos uniformes, e assim alimentar pequenas bobinas recetoras contidas no interior desta câmara. A cavidade pode apresentar dimensões bastante variadas, tratando-se desde uma caixa de brinquedos até a sala de uma casa. O código desenvolvido permite prever o coeficiente de acoplamento e a máxima eficiência possível deste tipo de sistema para uma pequena bobina recetora, diversos tamanhos de câmara e um grande número de modos eletromagnéticos.

Palavras-Chave

Transferência de energia sem fios, Cavidade ressonante, MatLab[®], Coeficiente de acoplamento.

Abstract

Wireless power transfer (WPT) systems are very efficient for powering one or two devices located in a specific 2D area. However, these methods are not appropriate in cases where it is necessary to load a greater amount of devices located in several parts of a 3D volume. Thus, in this work, it is proposed the development of an algorithm, in MATLAB language, capable of simulating a still little known WPT technique, the resonant cavity enabled wireless power transfer. In this method, the natural electromagnetic modes of an air-filled metal chamber are used to produce uniform magnetic fields, and therefore feed small coils contained within this chamber. The cavity can present quite varied dimensions, from a box of toys to the room of a house. The developed code allows to predict the coupling coefficient and maximum possible efficiency of this type of system for a small receiver coil, several chamber sizes and a large number of electromagnetic modes.

Keywords

Wireless Power Transfer, Resonant cavity, MatLab[®], Coupling coefficient.

Conteúdo

Conteúdo	i
Lista de Figuras	iii
Lista de Tabelas	viii
Glossário	ix
1 Introdução	1
1.1 Contextualização	2
1.2 Problema	2
1.3 Motivação	3
1.4 Objectivos	3
1.5 Planeamento do projeto	3
1.6 Estrutura do relatório	4
2 Perspetiva Histórica	7
2.1 Eletromagnetismo, a base da WPT	7
2.2 Nikola Tesla e a transferência de energia sem fios	10
2.3 WPT pós Tesla	20
3 <i>Wireless Power Transfer</i>	23
3.1 Transferência por campo próximo	25
3.1.1 Acoplamento indutivo	25
3.1.2 Acoplamento indutivo ressonante	29
3.1.3 Acoplamento capacitivo	39
3.2 Transferência por campo distante	44
3.2.1 Micro-ondas	45
3.2.2 Laser	50
3.3 Cavidade ressonante	54

4	Modelação da Cavidade Ressonante	57
4.1	Modos ressonantes de uma cavidade retangular	59
4.2	Coeficiente de acoplamento	63
4.2.1	Coeficiente de acoplamento para o modo TE_{012}	66
4.3	Fatores de qualidade	67
4.3.1	Fator de qualidade da cavidade ressonante não carregada	67
4.3.2	Fator de qualidade da bobina recetora	68
4.4	Máxima eficiência do sistema	69
4.5	<i>Software</i> de simulação	70
4.5.1	MatLab®	70
4.5.2	RF Module	71
4.5.3	Ansys HFSS®	71
5	Simulação do sistema WPT ativado por cavidade ressonante	73
5.1	Interface com o usuário	73
5.2	Resultados da simulação	80
5.2.1	Resultados numéricos	81
5.2.2	Representações gráficas	84
5.2.2.1	Representação 2D dos campos elétricos e magnéticos	85
5.2.2.2	Representação 3D do fluxo magnético, dos campos elétricos e dos campos magnéticos	85
5.2.2.3	Coeficiente de acoplamento	87
5.2.2.4	Máxima eficiência para o sistema WPT	89
6	Conclusão e Desenvolvimentos Futuros	93
6.1	Conclusão	93
6.2	Desenvolvimentos Futuros	94
	Bibliografia	97
A	Representações 2D dos campos elétricos e magnéticos	105
B	Código desenvolvido para a simulação da cavidade ressonante	111

Lista de Figuras

2.1	Nikola Tesla [1]	11
2.2	Nikola Tesla e sua bobina no laboratório de Colorado Spring [2]	13
2.3	Representação do edifício da eletricidade na <i>World's Columbian Exposition</i> em Chicago, 1893 [3]	15
2.4	Vista do laboratório do monte Pike, em Colorado Spring, com o transmissor amplificador [4]	16
2.5	Torre de Wardencllyffe [5]	19
3.1	Categorias de WPT de acordo com princípios de funcionamento [6] . .	24
3.2	Faixa de frequências de operação de métodos WPT	24
3.3	Diagrama genérico de um sistema de transferência de energia sem fios através de acoplamento indutivo [7]	25
3.4	(a) Diagrama simplificado do circuito do acoplamento indutivo, em que R_2 e R_3 representam as perdas ôhmicas de L_2 e L_3 , respectivamente. (b) Modelo de rede Z equivalente para acoplamento indutivo [8]	28
3.5	Diagrama simplificado da ligação sem fios entre duas bobinas não ressonantes indutivamente acopladas. R_L representa o carregamento do dispositivo na bobina do recetor e R_s a perda do amplificador de potência [8]	29
3.6	Diagrama genérico de um sistema de transferência de energia sem fios através de acoplamento indutivo ressonante [7]	30
3.7	Diagrama do circuito de WPT com circuitos de ressonância em série e em paralelo nos lados do transmissor e do recetor, respectivamente [8]	31
3.8	Comparação da magnitude da tensão recebida pela carga para um sistema não-ressonante e para um sistema com circuito tanque ressonante quando a mesma corrente passa pela bobina primária. Resultados obtidos utilizando-se $R_L = 5 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 1 \text{ }\Omega$, $L_3 = 10 \text{ MH}$ e $C_3 = 27 \text{ pF}$ [8, 9]	32

3.9	(a) Circuito equivalente do acoplamento indutivo mostrado na figura 3.7 refletido para o lado primário. (b) C_{ref} e C_2 ressonam, respectivamente, com $k_{23}^2 L_2$ e L_2 em ω_0 , deixando para trás R_{ref} e $R_s + R_2$, que formam então um divisor resistivo simples, na frequência portadora f_0 , no lado primário [8]	33
3.10	Circuito modelo de um acoplamento indutivo com três bobinas [8]	35
3.11	Ajuste de k_{34} para manter PTE ótima em sistema de três bobinas vs. R_L . O sistema de duas bobinas só alcança PTE ótima para uma R_L específica, $R_L = 200 \Omega$, que satisfaz a equação (3.20) (valores de parâmetro: $L_2 = 0.9 \mu H$, $L_3 = L_4 = 0.4 \mu H$, $Q_2 = 255$, $Q_3 = Q_4 = 177$, $k_{23} = 0.03$) [8]	37
3.12	Circuito modelo de um acoplamento indutivo com quatro bobinas [8]	38
3.13	Veículo híbrido eletricamente recarregável da montadora <i>Toyota Motor Corporation</i> , desenvolvido em parceria com <i>WiTricity</i> [10]	39
3.14	Diagrama genérico de um sistema de transferência de energia sem fios através de acoplamento capacitivo [11]	40
3.15	Circuito representativo do modelo de acoplamento capacitivo. (a) Modelo de acoplamento capacitivo normal. (b) Condensadores mútuos entre as placas. (c) Modelo de acoplamento generalizado [12]	40
3.16	Circuito equivalente recetor: (a) Norton (b) Thévenin [12]	41
3.17	Modelo completo de acoplamento capacitivo [12]	42
3.18	Circuito π equivalente do modelo completo do acoplamento capacitivo [12]	43
3.19	Conceito da SSP [13]	45
3.20	Representação geométrica de uma configuração típica de MPT [14]	46
3.21	(a) Esquema de uma rectena com os espaçamentos apropriados entre os componentes. (b) Fotografia de uma rectena de dipolo LP. Tiras de cobre (não visíveis na imagem) são gravadas na parte traseira do substrato, entre o dipolo e o diodo, para formar o filtro de rejeição harmónica. Um chip capacitor forma um filtro de passagem DC. O resistor de carga não é mostrado [14]	49
3.22	Rover autónomo alimentado por transferência de energia sem fios através de laser [15]	51
3.23	Transmissão e absorção na atmosfera terrestre [15]	52
3.24	Classificação dos sistemas de comunicação por satélite por divergência de feixe e taxa de dados [15]	53
3.25	Faixa espectral de vários tipos de laser [15]	54

3.26	(a) Ilustração de uma caixa de brinquedos onde vários brinquedos são recarregados por WPT simultaneamente. (b) Exemplo de um campo padrão de um modo de cavidade ressonante. As setas brancas são vetores de densidade de fluxo magnético e a cor é a magnitude da densidade deste fluxo (vermelho, grande; azul, pequena). Os campos de modo de cavidade se acoplam aos recetores instalados nos brinquedos, fornecendo energia sem fios [16]	55
3.27	Projeto da equipa de pesquisa da Disney em que é feita alimentação simultânea de vários dispositivos num ambiente que simula uma sala de estar realista [17]	56
4.1	(a) Diagrama da cavidade ressonante retangular analisada. Um recetor de formato quadrado e uma única espira, com comprimento lateral s , colocado no plano xz , centrado em $(x, y, z) = (x_0, y_0, z_0)$, é utilizado no método apresentado. (b) e (c) são as simulações dos campos dos modos de ressonância (b) TE_{011} e (c) TE_{012} para uma cavidade ressonante de dimensões $a = 1.52$ m, $b = 1.42$ m e $d = 1.83$ m. Cores: componente y da densidade de fluxo magnético, $ B_y $: vermelho, grande; azul, pequena. Setas vermelhas: vetores de campo \vec{E} . Setas brancas: vetores de campo \vec{B} [16]	58
5.1	Caixa de diálogo que permite a escolha do modo de propagação da cavidade ressonante	74
5.2	Caixa de diálogo que permite a escolha dos índices do modo de propagação da cavidade ressonante no modo TE	74
5.3	Caixa interativa de erro resultante da inserção dos valores $m = 0$ ou $n = 0$ para o modo TM	75
5.4	Janela de determinação das dimensões da cavidade ressonante	75
5.5	Caixa interativa de erro resultante da inserção de uma dimensão nula	76
5.6	Janela informativa que apresenta o valor da condutividade de materiais metálicos como o alumínio, o bronze, o cobre, o latão e a prata	76
5.7	Caixa de diálogo de determinação do valor da condutividade das paredes da cavidade	77
5.8	Caixa de diálogo que permite a definição das características da bobina recetora	77
5.9	Janela de escolha do posicionamento da bobina recetora	78
5.10	Caixa interativa de erro resultante da inserção de $vn \neq 1, 2, 3$	78
5.11	Caixa interativa de erro resultante do posicionamento incorreto da bobina recetora em relação às dimensões da cavidade ressonante	79
5.12	Janela de definição da representação gráfica a ser exibida para o modo de cavidade escolhido (2D ou 3D)	79

5.13	Caixa de diálogo de determinação da qualidade gráfica da representação 2D do modo de cavidade ressonante	80
5.14	Representação 3D do fluxo magnético, dos campos elétricos e dos campos magnéticos para a superfície da bobina recetora situada no plano yz , nos modos (a) TE_{011} , (b) TE_{012} e (c) TM_{110}	86
5.15	Representação 3D do fluxo magnético, dos campos elétricos e dos campos magnéticos para a superfície da bobina recetora situada no plano xz , nos modos (a) TE_{011} , (b) TE_{012} e (c) TM_{110}	86
5.16	Representação 3D do fluxo magnético, dos campos elétricos e dos campos magnéticos para a superfície da bobina recetora situada no plano xy , nos modos (a) TE_{011} , (b) TE_{012} e (c) TM_{110}	87
5.17	Representações 3D do coeficiente de acoplamento do sistema para a superfície da bobina recetora situada no plano yz , nos modos (a) TE_{011} , (b) TE_{012} e (c) TM_{110} . Análises feitas sobre o plano xy com uma altura $z = 0.91$ m	88
5.18	Representações 3D do coeficiente de acoplamento do sistema para a superfície da bobina recetora situada no plano xz , nos modos (a) TE_{011} , (b) TE_{012} e (c) TM_{110} . Análises feitas sobre o plano xy com uma altura $z = 0.91$ m	88
5.19	Representações 3D do coeficiente de acoplamento do sistema para a superfície da bobina recetora situada no plano xy , nos modos (a) TE_{011} , (b) TE_{012} e (c) TM_{110} . Análises feitas sobre o plano xy com uma altura $z = 0.91$ m	88
5.20	Máxima eficiência possível para a superfície da bobina recetora situada no plano yz , nos modos (a) TE_{011} , (b) TE_{012} e (c) TM_{110}	89
5.21	Máxima eficiência possível para a superfície da bobina recetora situada no plano xz , nos modos (a) TE_{011} , (b) TE_{012} e (c) TM_{110}	90
5.22	Máxima eficiência possível para a superfície da bobina recetora situada no plano xy , nos modos (a) TE_{011} , (b) TE_{012} e (c) TM_{110}	90
A.1	Representação 2D dos campos elétricos e magnéticos para o modo TE_{011} , plano yz e $x = 0.72$ m	105
A.2	Representação 2D dos campos elétricos e magnéticos para o modo TE_{012} , plano yz e $x = 0.72$ m	106
A.3	Representação 2D dos campos elétricos e magnéticos para o modo TM_{110} , plano yz e $x = 0.72$ m	106
A.4	Representação 2D dos campos elétricos e magnéticos para o modo TE_{011} , plano xz e $y = 0.67$ m	107
A.5	Representação 2D dos campos elétricos e magnéticos para o modo TE_{012} , plano xz e $y = 0.67$ m	107
A.6	Representação 2D dos campos elétricos e magnéticos para o modo TM_{110} , plano xz e $y = 0.67$ m	108

A.7	Representação 2D dos campos elétricos e magnéticos para o modo TE_{011} , plano xy e $z = 0.86\text{ m}$	108
A.8	Representação 2D dos campos elétricos e magnéticos para o modo TE_{012} , plano xy e $z = 0.86\text{ m}$	109
A.9	Representação 2D dos campos elétricos e magnéticos para o modo TM_{110} , plano xy e $z = 0.86\text{ m}$	109

Lista de Tabelas

1.1	Calendarização da tese no ano de 2017	4
5.1	Variáveis com valores comuns aos modos TE_{011} , TE_{012} e TM_{110}	81
5.2	Resultados numéricos obtidos pelas simulações dos modos TE_{011} , TE_{012} e TM_{110}	83

Glossário

Abreviatura	Descrição	Definição
AC	Corrente alternada	página 12
AIEE	<i>American Institute of Electrical Engineers</i>	página 12
CEC	<i>Continental Edison Company</i>	página 10
CMT	<i>Coupled Mode Theory</i>	página 63
CP	<i>Circularly Polarized</i>	página 47
DC	Corrente contínua	página 14
FCC	<i>Federal Communications Commission</i>	página 54
FEM	Força Eletromotriz	página 25
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>	página 12
ISM	<i>Industrial, Scientific and Medical radio bands</i>	página 48
Laser	<i>Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation</i>	página 50
LP	<i>Long-Periodic</i>	página 47
MIT	<i>Massachusetts Institute of Technology</i>	página 22
MPT	<i>Microwave Power Transfer</i>	página 21
MQS	<i>Magnetoquasistatic</i>	página 63
PA	<i>Power Amplifier</i>	página 32
PDL	<i>Power Delivered to the Load</i>	página 29
PTE	<i>Power Transfer Efficiency</i>	página 31
RF	<i>Radio Frequency</i>	página 71
RFID	<i>Radio Frequency Identification</i>	página 23
SAR	<i>Specific Absorption Rate</i>	página 55
SPS	<i>Solar Power Satellites</i>	página 21
SSP	<i>Space Solar Power</i>	página 45
UAV	<i>Unmanned Aerial Vehicles</i>	página 45
WPT	<i>Wireless Power Transfer</i>	página v
YAG	<i>Yttrium Aluminum Garnets</i>	página 52

Capítulo 1

Introdução

A transferência de energia sem fios tem o potencial de possibilitar a criação de várias novas aplicações nas áreas industriais, científicas e médicas, onde soluções inovadoras são limitadas pela necessidade de conexões com fios para fornecer energia ao sistema e carregar baterias. O desafio para os sistemas WPT é a transferência de energia com grande eficiência. Certos cenários exigem que as técnicas WPT proporcionem liberdade geométrica suficiente para que o usuário simplesmente coloque seus dispositivos numa zona de recarga, sem a necessidade de posicionamento ou alinhamento de precisão. Isto significa que estes sistemas devem fornecer energia de forma efetiva no espaço para volumes 3D, em vez de pequenas superfícies 2D. Além disso, à medida que vários dispositivos são adicionados, o sistema de transferência de energia sem fios deve ser capaz de manter a alta eficiência de transferência para todos os seus recetores.

Atualmente existe uma grande variedade de técnicas WPT que satisfaz muitos desses desafios, cada uma delas com suas vantagens e desvantagens. Os sistemas tradicionais de carregamento indutivo, por exemplo, têm sido usados há muito tempo, mas requerem alinhamento e estão limitados a carregar apenas um ponto 1D no espaço.

Alternativamente, as técnicas magnetostáticas de transferência de energia sem fios oferecem maior liberdade geométrica. A sintonização adequada permite a tolerância de desalinhamento entre o transmissor e o recetor, mantendo a alta eficiência do sistema. A distância de transferência também é melhorada, mas a eficiência cai rapidamente quando o recetor é deslocado a distâncias maiores do que o tamanho do diâmetro da bobina transmissora. De modo geral, este tipo de solução é adequada para situações em que um ou dois recetores pequenos são colocados numa superfície de carga 2D.

Os métodos de WPT por campo distante oferecem a maior liberdade espacial,

mas apresentam um impasse relativo a fornecer energia eficientemente para um único dispositivo ou a muitos dispositivos ao mesmo tempo.

Assim, no intuito de resolver estas questões, pode-se utilizar o sistema WPT ativado por cavidade ressonante. Esta técnica, recentemente demonstrada e descrita em trabalhos como [16], [17] e [18], emprega os modos de ressonância natural de câmaras metálicas fechadas e ocas para atingir de maneira uniforme grandes porções de um volume 3D com energia eletromagnética. Desta forma, é capaz de alimentar múltiplos recetores contidos em qualquer lugar no interior da cavidade.

1.1 Contextualização

O presente trabalho intenta ser empregado na modelação e simulação de sistemas de transferência de energia sem fios ativados por cavidade ressonante que venham a ser utilizados em ambientes residenciais ou comerciais de pequena dimensão. Para tanto, desenvolveu-se um programa que permite ao usuário definir todos os parâmetros mais relevantes para o funcionamento deste sistema, observar o comportamento da cavidade e visualizar os resultados obtidos de acordo com os valores estabelecidos para cada variável.

Quanto à simulação, será utilizado exclusivamente o ambiente do *software* MatLab. O algoritmo desenvolvido é apresentado no apêndice B, possuindo em sua extensão vários comentários que facilitam a compreensão do mesmo.

1.2 Problema

A problemática da simulação, não só dos sistemas de transferência de energia sem fios ativados por cavidade ressonante, mas de qualquer outra técnica de WPT, consiste da correta compreensão das diversas equações que definem o comportamento destes sistemas. Desta forma, boa parte do desafio situa-se não só no entendimento do funcionamento do sistema WPT ativado por cavidade ressonante como um todo, mas de vários fenómenos e teorias que permitem seu desenvolvimento, uma vez que, por ser uma técnica recente, ainda é pouco explorada na literatura.

Pretende-se desenvolver um algoritmo flexível relativamente à definição dos parâmetros que descrevem o comportamento do sistema. Pretende-se ainda desenvolver um código fiável, cujos resultados sejam compatíveis com os obtidos analiticamente, quaisquer que sejam os valores atribuídos às variáveis.

1.3 Motivação

Como a transferência de energia sem fios ativada por cavidade ressonante ainda é um método pouco explorado, pretende-se expandir os conhecimentos voltados a este tipo de sistema, bem como proporcionar uma avaliação clara do desempenho do conjunto cavidade ressonante - bobina recetora para diversas situações. Assim, a motivação principal para a elaboração desta proposta encontra-se no desejo de tornar a WPT ativada por cavidade ressonante mais familiar àqueles que visam o desenvolvimento de um projeto que necessite de transferência de energia sem fios.

1.4 Objectivos

Neste trabalho procura-se identificar quais são as equações necessárias para modelar um sistema de transferência de energia sem fios ativado por cavidade ressonante. Este estudo prévio é realizado para que então se possa elaborar um algoritmo capaz de simular o comportamento e a eficiência desse sistema em diferentes casos.

Para a correta modelação desta técnica pretende-se realizar um estudo sobre os modos ressonantes de uma cavidade retangular, sobre o coeficiente de acoplamento entre a câmara metálica e a bobina recetora, sobre os fatores de qualidade da cavidade e da bobina, e também sobre a máxima eficiência possível do sistema WPT em questão.

Em relação ao programa a ser desenvolvido, objetiva-se, primeiramente, a criação de uma interface interativa com o usuário, permitindo-lhe a escolha dos valores de vários parâmetros do sistema. Depois, tenciona-se apresentar os resultados obtidos na simulação tanto em formato numérico, quanto em representações gráficas 2D e 3D, para aqueles dados que assim podem ser exibidos. Então, implementar o código de forma que seja possível simular e obter respostas o mais fiáveis possível para qualquer modo e combinações de modos de cavidade ressonante, quaisquer dimensões de câmara e bobina recetora.

De forma geral, o propósito principal deste trabalho consiste em permitir ao usuário do programa uma análise objetiva dos dados obtidos, a fim de simplificar a escolha do modo de cavidade ressonante que melhor se adequa às necessidades requeridas pelo sistema a ser desenvolvido.

1.5 Planeamento do projeto

Para que as metas propostas para este trabalho fossem atingidas, uma sequência de tarefas foi realizada ao longo de cinco meses, como pode ser visto no cronograma representado pela tabela 1.1.

Tabela 1.1: Calendarização da tese no ano de 2017

	Mar.	Abr.	Mai.	Jun.	Jul.
Elaboração da proposta de trabalho	•				
Levantamento bibliográfico sobre a transferência de energia sem fios	•	•			
Estudo dos <i>software</i> de simulação existentes		•			
Compreensão do princípio de funcionamento da WPT ativada por cavidade ressonante		•	•		
Desenvolvimento do algoritmo e simulações			•	•	
Revisão da dissertação				•	•

1.6 Estrutura do relatório

A fim de facilitar a compreensão do projeto proposto, subdividiu-se esta dissertação em seis capítulos: Introdução, Perspetiva Histórica, *Wireless Power Transfer*, Modelação da Cavidade Ressonante, Simulação em MatLab® e Conclusões.

O primeiro capítulo tem como objetivo apresentar, de forma breve e clara, quais as razões que levaram à escolha do tema, assim como estabelecer um cronograma com as atividades executadas para a finalização da tese.

O Capítulo 2 tem o propósito de reunir e contextualizar diversas descobertas na área da engenharia elétrica e da física que possibilitaram o desenvolvimento das técnicas de transferência de energia sem fios hoje conhecidas, indo desde os primórdios do eletromagnetismo até os trabalhos desenvolvidos após as descobertas de Nikola Tesla.

Alguns dos métodos de WPT mais conhecidos e aplicados na atualidade são apresentados no Capítulo 3, bem como o conhecimento teórico que permite a implementação dos mesmos. Para tanto, este capítulo foi particionado em duas secções: Transferência por campo próximo e Transferência por campo distante.

No Capítulo 4 é exibida toda a modelação matemática relacionada com a transmissão de energia sem fios ativada por cavidade ressonante. Nele também são retratados alguns dos *software* existentes que permitem a simulação deste sistema WPT.

As caixas de diálogo geradas e os resultados obtidos através da execução do algoritmo desenvolvido no *software* MatLab® são apresentados no Capítulo 5. Este capítulo, primeiramente, descreve cada janela e os parâmetros que elas requerem que o usuário defina. Em seguida, expõe as representações 2D, 3D e gráficos obtidos, explicando o que seus resultados significam para o sistema WPT.

O sexto e último capítulo desta dissertação relata um balanço entre as metas e objetivos alcançados e aqueles que não foram atingidos, aponta quais foram as conclusões obtidas, assim como propõe sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Perspetiva Histórica

Este capítulo tem como objetivo apresentar uma introdução histórica sobre a transferência de energia sem fios (Wireless Power Transfer - WPT), dando início pelo desenvolvimento do eletromagnetismo, prosseguindo pelos estudos realizados por Nikola Tesla e finalizando pelos acontecimentos que sucederam os trabalhos de Tesla.

2.1 Eletromagnetismo, a base da WPT

O termo eletromagnetismo foi inventado no fim dos anos 1800 para denotar um fenómeno recém descoberto, a combinação do que antes se imaginava serem dois eventos completamente distintos: a eletricidade e o magnetismo. Os efeitos eléctricos foram os primeiros a serem descobertos. A história relata que os gregos antigos observaram que, ao friccionar uma haste de âmbar com pêlos de animais, tal haste era capaz de atrair pequenas porções de poeira, palha e outros objetos pequenos. Cerca de 2000 anos se passaram até que William Gilbert, no início dos anos 1600, percebesse que esse mesmo efeito poderia ser notado ao se friccionar diversos materiais uns contra os outros. Gilbert foi o responsável pela criação do termo “elétrico”, a partir da palavra grega para âmbar, *elektron*. Nesta mesma época, Niccolo Cabeo descobriu que o efeito eléctrico entre objetos eletrificados, ou seja, carregados, poderia resultar não só em forças atrativas, mas também repulsivas [19, 20].

As primeiras indicações de que a eletricidade pode se deslocar de um local para outro vieram de experiências realizadas por Stephen Gray, em 1729. Ele descobriu que, quando dois objetos estavam conectados por um tubo, ambos poderiam ser eletrificados mesmo que apenas um deles fosse friccionado por outro material. Esta revelação levou J. T. Desaguliers a descobrir, em 1739, uma classe

de materiais por ele designados de condutores, uma vez que estes são capazes de transportar a energia facilmente [20].

Por mais interessantes que essas descobertas fossem, nenhuma delas explicava como esses efeitos elétricos ocorriam. Este cenário começou a mudar em meados dos anos 1700, quando vários investigadores passaram a pressupor que as forças entre as cargas poderiam ser descritas por uma lei inversa, sendo esta semelhante à lei gravitacional universal proposta por Isaac Newton no final dos anos 1600. Embora Benjamin Franklin, Joseph Priestley, John Robison e Henry Cavendish tenham feito contribuições significativas para a descoberta dessa lei, foi Charles Augustin de Coulomb quem atraiu a maior atenção, dando nome à então conhecida lei da força de Coulomb. A descoberta da lei de Coulomb foi o primeiro passo para encontrar uma teoria abrangente sobre o eletromagnetismo [19].

Assim como as propriedades elétricas do âmbar, as propriedades magnéticas de um mineral chamado pedra-ímã também eram conhecidas pelos antigos. Estes sabiam que tal mineral era capaz de atrair ferro e que, quando colocado a flutuar sobre a água, apontaria para o norte. Ao longo do tempo, notou-se que vários outros materiais possuíam características semelhantes e descobriu-se que ímãs artificiais poderiam ser feitos a partir de ímãs naturais. As primeiras teorias quantitativas sobre o magnetismo surgiram no século XVIII. Uma delas veio à tona em 1750, quando John Michell teorizou que os ímãs permanentes possuem pólo norte e sul que se atraem ou se repelem de acordo com uma lei de quadrados inversos, semelhante à lei da força de Coulomb [19, 20].

O ritmo de descobertas de ambos os efeitos, elétricos e magnéticos, intensificou-se no início do século XIX. No ano de 1800, Alessandro Volta desenvolveu a primeira bateria química, que consistia em tiras de metais diferentes imersas num eletrólito ácido fraco. Esta invenção permitiu o fluxo de correntes uniformes e promoveu inúmeras experiências envolvendo efeitos químicos, aquecimento e estudos de materiais. Uma das experiências mais significativas para o avanço do eletromagnetismo foi realizada por George Simon Ohm, em 1826. Neste ensaio, Ohm mostrou que quando uma tensão constante é aplicada a um condutor, a corrente resultante é proporcional à área da secção transversal deste condutor e inversamente proporcional ao seu comprimento. Esta lei é conhecida como lei de Ohm, e é uma das mais importantes da teoria dos circuitos [19].

A primeira evidência de que os fenómenos elétricos e magnéticos estão relacionados veio dos ensaios realizados por Christian Oersted, que, em 1819, descobriu que uma corrente constante poderia mover a agulha de uma bússola. Pouco tempo depois, André-Marie Ampère notou que as correntes elétricas exercem forças atrativas e repulsivas umas nas outras. Isto levou-o a descobrir que a força exercida pelos segmentos de corrente varia inversamente com o quadrado da distância entre eles, e que é perpendicular à linha que os conecta. Esta lei é conhecida como

a lei da força de Ampère, e é o análogo magnético da lei da força de Coulomb [6, 19].

Outra ligação experimental importante entre os efeitos elétrico e magnético foi descoberta por Michael Faraday, em 1831. Ao enrolar isoladamente dois fios em torno de um núcleo de ferro, Faraday constatou que, quando a corrente em um enrolamento era comutada, uma tensão era induzida no outro enrolamento. Essa descoberta de ação de transformador levou Faraday a realizar uma série de experiências, que o permitiram concluir que uma tensão é produzida em um circuito sempre que um campo magnético variável no tempo está presente, seja este devido a uma corrente variável no tempo ou à movimentação do circuito ou da fonte. Esta lei designa-se lei de indução de Faraday, ou simplesmente lei de Faraday [6, 20].

Com a descoberta da lei de Faraday, o cenário foi estabelecido para o desenvolvimento de uma teoria completa para o eletromagnetismo. Isso foi realizado por James Clerk Maxwell, professor de física experimental na Universidade de Cambridge, que em 1873 publicou uma dissertação sobre eletricidade e magnetismo. Neste trabalho, Maxwell propôs que, assim como os campos magnéticos variantes no tempo podem produzir campos elétricos, o contrário também é verdadeiro. Adicionando essa teoria ao que já era conhecido sobre eletricidade e magnetismo, Maxwell produziu seu famoso sistema de equações, chamado Equações de Maxwell [19]. Sua formulação consistia em 20 equações e 20 variáveis. A forma na qual tais equações são conhecidas nos dias atuais deve-se a Oliver Heaviside que, ao empregar divergentes e rotacionais, foi capaz de reduzir as 20 equações e 20 variáveis a apenas 4 equações e 4 variáveis [21], sendo elas [20]:

$$\nabla \times \mathbf{B} = \mu_o \mathbf{J} + \mu_o \varepsilon_o \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \frac{\rho_v}{\varepsilon_o} \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0. \quad (2.4)$$

Esse conjunto de equações estabelece a relação entre os vetores de campo elétrico e magnético, \mathbf{E} e \mathbf{B} , respetivamente, com as duas fontes fundamentais desses campos: densidade de corrente elétrica \mathbf{J} e densidade de carga ρ_v , onde μ_o e ε_o são, respetivamente, a permeabilidade magnética e a permitividade elétrica do vácuo.

A verificação experimental definitiva da teoria de Maxwell ocorreu em 1886 através de testes realizados por Heinrich Hertz. Essas experiências mostraram que as ondas eletromagnéticas podem ser propagadas, refletidas e focadas, assim como

as ondas de luz. Esta descoberta validou completamente a teoria de Maxwell, inaugurando a era da teoria moderna e aplicações do eletromagnetismo [19, 22].

Nikola Tesla, como será apresentado no parágrafo a seguir, aproveitou-se dos experimentos realizados por Hertz para desenvolver e aprimorar seu próprio sistema de transferência de energia sem fios, ficando então conhecido como um dos estudiosos mais relevantes para o desenvolvimento da WPT.

2.2 Nikola Tesla e a transferência de energia sem fios

Nikola Tesla nasceu em 10 de Julho de 1856, em uma pequena cidade chamada Smiljan, situada na fronteira entre a Áustria e a Hungria (atual Croácia). Sua família, pouco abastada, era constituída por seu pai, Milutin Tesla, um padre sérvio ortodoxo, sua mãe, Djouka Mandich, uma dona de casa muito talentosa cujas habilidades e originalidade em costura lhe renderam fama nas redondezas, um irmão mais velho e três irmãs [23].

Embora o pai de Tesla esperasse que ele seguisse seus passos e também se tornasse um padre, Nikola, em sua adolescência, sentiu-se inspirado pela ciência e decidiu estudar engenharia eletrotécnica na Escola Politécnica Joanneum em Graz, na Áustria. Lá, enquanto observava um de seus professores a lidar com as descargas elétricas geradas pelos comutadores de um motor de corrente contínua, Tesla começou a imaginar uma forma de eliminar tais comutadores do motor [24], dando início então a seus estudos em corrente alternada [25].

Em 1881, Nikola mudou-se para Budapeste, Hungria, onde trabalhou, inicialmente, como eletricista chefe da empresa telegráfica *American Telephone Company*, tornando-se mais tarde o engenheiro responsável pelo primeiro sistema telefónico daquele país. Durante seu tempo de trabalho nessa companhia, Tesla desenvolveu um repetidor/amplificador telefónico, que, do ponto de vista de alguns estudiosos, pode ter sido o primeiro altifalante da história [25].

Um ano depois Tesla foi para Paris, França, a fim de trabalhar como engenheiro para a *Continental Edison Company* (CEC), projetando melhorias para equipamentos elétricos. Neste mesmo ano Tesla começou a ter uma visão mais clara sobre o funcionamento dos campos magnéticos rotativos, criando a partir de então vários equipamentos baseados nesse fenómeno [25].

O notável progresso da América em relação à indústria elétrica chamou a atenção de Tesla [26]. Então, em 1884, Nikola mudou-se para Nova York, tendo em mãos uma carta de recomendação escrita por Charles Batchelor, um dos administradores da CEC, direcionada para Thomas Edison, que dizia: “Eu conheço dois grandes homens e você é um deles; o outro é este jovem”. Edison contratou Tesla, e este teve um crescimento muito rápido dentro da empresa, porém não permaneceu durante muito tempo na mesma. A promessa não cumprida



Figura 2.1: Nikola Tesla [1]

de Edison em pagar U\$ 50000 a Nikola assim que ele terminasse as melhorias requisitadas para os motores e geradores revoltou o engenheiro, nascendo neste momento uma grande rivalidade entre os dois [25].

Durante o tempo em que trabalhou para Edison, Tesla conquistou uma excelente reputação como engenheiro eletrotécnico, além de fazer vários contactos com pessoas influentes. Assim, em 1886, já afastado da companhia de Edison, Nikola recebeu a oferta de um grupo de investidores para formar uma companhia em seu próprio nome, que então viria a se chamar *Tesla Electric-Light & Manufacturing*. Tesla viu nessa proposta a oportunidade de desenvolver seu sistema de corrente alternada, porém, quando expôs suas ideias aos investidores estes negaram-se a apoiar este projeto e submeteram-lhe a tarefa de desenvolver um arco de luz para iluminação de ruas e fábricas. Mesmo não muito contente com o que lhe foi estabelecido, Nikola, no período de um ano, desenvolveu o sistema requerido e tirou várias patentes sobre isso, sendo, não muito tempo depois, forçado a deixar a empresa [23, 25].

Sem dinheiro, Tesla foi obrigado a encontrar um emprego qualquer, passando, segundo ele próprio, pelo pior ano de sua vida. No entanto, o seu projeto de con-

ceber um motor AC continuava vivo em sua mente, acabando por fim a atrair a atenção de Charles F. Peck, um advogado de Nova York que havia feito fortuna organizando a *Mutual Union Telegraph Company*. A fim de dar suporte à Tesla, Peck convidou Alfred S. Brown, um superintendente da *Western Union*, a juntar-se a eles. Além disso, Peck e Brown alugaram um laboratório e financiaram todo o equipamento necessário no desenvolvimento do projeto do motor AC. Em Setembro de 1887 [24], Tesla descobriu que campos magnéticos poderiam ser criados ao se alimentar duas bobinas, colocadas em determinados ângulos, com correntes alternadas desfasadas entre si [27], provando que seu motor de indução de corrente alternada, sem escovas e sem comutadores, era realizável. Em 1888, Nikola fez demonstrações de seu motor para o *American Institute of Electrical Engineers* (AIEE), atual IEEE, que resultou no primeiro contacto entre ele e George Westinghouse, um grande empresário americano da época. Fascinado pelas ideias de Tesla em relação aos sistemas de energia polifásicos, Westinghouse comprou todas as patentes do engenheiro relativas à corrente AC por uma boa quantia de dinheiro. Ainda no mesmo ano, Nikola começou a trabalhar no laboratório da *Westinghouse Electric & Manufacturing Company* em Pittsburgh, onde ficou por cerca de um ano, mas depois pediu demissão e retornou a seu laboratório em Nova York [25].

No verão de 1889 Tesla viajou para Paris para participar da Exposição Universal, onde assistiu à palestra do físico Vilhelm Bjerknes [24]. No meio da apresentação, Bjerknes demonstrou os experimentos feitos por Heinrich Hertz em 1887, que nada mais eram do que a comprovação da teoria que James Clerk Maxwell propôs em 1873, a detecção de ondas eletromagnéticas. O experimento consistia em produzir tais ondas através da descarga de uma bobina de indução, e então absorvê-las do espaço e convertê-las de volta em uma pequena faísca a uma certa distância da bobina. Tal conversão era feita por meio de um detetor formado por um laço de cobre com uma lacuna para produzir a faísca [23].

Não satisfeito com as experiências e os resultados de Hertz, Tesla, assim que retornou para seu laboratório em Nova York, reproduziu o experimento fazendo suas modificações [28]. Para Nikola, uma das principais mudanças a ser feitas consistia em trocar o interruptor mecânico de corrente utilizado por Hertz por um alternador de alta frequência, podendo, desta forma, aumentar o número de ciclos por segundo em várias vezes. Com isto, ele notou que, quanto maior fosse a frequência, maior era o calor produzido, o que acabava por fundir o isolamento de parafina que havia entre a bobina primária e a secundária que formavam a bobina de indução. Para resolver o problema Tesla removeu a parafina, deixando um espaço livre entre as bobinas. Depois, percebeu que o núcleo de ferro da bobina de indução também aquecia muito, então planeou um esquema em que tal núcleo pudesse ser inserido e retirado da bobina primária, notando que, devido a esta movimentação, a indutância da primária poderia ser ajustada [29]. Outro

problema encontrado dizia respeito ao condensador utilizado com a bobina de indução que, devido às altas frequências, neutralizava a auto-indutância da bobina secundária queimando-a. Em resposta, Tesla colocou um condensador ajustável entre o alternador e a bobina primária [28].



Figura 2.2: Nikola Tesla e sua bobina no laboratório de Colorado Spring [2]

Depois de todos estes ajustes, Tesla notou que a frequência utilizada poderia ser ainda maior, e então passou a aproveitar o fenômeno da ressonância elétrica, fazendo com que um circuito elétrico respondesse às ondas eletromagnéticas emitidas por outro circuito deste tipo. Todo este conjunto de modificações permitiram a Nikola desenvolver um protótipo que produzisse altas tensões e frequências. Essa invenção, por ele chamada de transformador oscilante e hoje conhecida como bobina de Tesla, foi crucial para o desenvolvimento de seus projetos futuros relacionados com a transmissão de energia sem fios [24].

Sem saber que a sua bobina utilizava o fenômeno da ressonância, Tesla passou a estudar melhor os efeitos das correntes de alta frequência, reproduzindo alguns dos experimentos realizados no fim do século XIX com bobina de indução. Um desses experimentos consistia em gerar descargas elétricas com a bobina de indução para tornar gases incandescentes. Para isso, os estudiosos da época utilizavam tubos de vidro especiais em que praticamente todo o ar que havia dentro

era evacuado. Esses tubos, conhecidos como tubos de Geissler, possuíam dois elétrodos de platina, e quando ligados a uma bobina de indução, devido às altas tensões, o gás dentro deles era ionizado, fazendo com que eles se iluminassem [24].

Tesla, ao ligar os terminais de seu transformador oscilante a duas esferas e ao colocá-lo para funcionar, notou que uma faísca saltava de uma esfera para outra, e que a presença e a ausência de tal centelha permitia que os tubos de Geissler fossem iluminados e apagados, em uníssono com a mesma, embora não conectados ao circuito. Também notou que, para que os tubos se iluminassem, era necessário que estivessem em paralelo com os terminais e a faísca, tendo como conclusão que este fenómeno nada mais era do que resultado do campo elétrico produzido pela centelha. Em experimentos seguintes Nikola retirou os elétrodos de platina dos tubos, obtendo o mesmo resultado, facto que o levou a perceber que o uso de corrente alternada de alta frequência permitiria o desenvolvimento de lâmpadas elétricas sem ligação por condutores [24, 26].

A fim de difundir sua nova descoberta, Tesla passou a incluir em suas palestras públicas uma fantástica demonstração do potencial da corrente alternada de alta frequência para iluminação elétrica [24]. Segundo ele, na sua autobiografia [27], a primeira apresentação aberta desse fenómeno deixou o público incrivelmente admirado, recebendo a partir desse momento vários convites para apresentar suas invenções em diversas partes do mundo. Mesmo relutante, Tesla aceitou alguns desses convites, apresentando-se perante a Instituição de Engenheiros Elétricos em Londres, em 3 de fevereiro de 1892, e para a Sociedade Internacional de Engenheiros em Paris, em 19 de fevereiro do mesmo ano. A sua decisão de dar estas palestras foi influenciada pelo facto de que assim Nikola poderia visitar sua mãe, que segundo cartas por ele recebidas, não estava bem de saúde [23].

A Feira Mundial de 1893, *World's Columbian Exposition* em Chicago, pela primeira vez dedicou um edifício completo a exposições elétricas. Neste evento, Tesla e George Westinghouse utilizaram o sistema de corrente alternada desenvolvido por Tesla para iluminar toda a exposição, sendo esta a primeira instalação a produzir eletricidade utilizando corrente alternada, e não corrente contínua como era usual na época [25].

A grande conquista seguinte alcançada pelo sistema polifásico de Tesla ocorreu neste mesmo ano, quando Edward Dean Adams, o engenheiro formado no MIT responsável pela organização da planta da grande fábrica de Niagara Falls, teve que se decidir entre usar corrente AC ou DC na distribuição da energia produzida nesta fábrica, findando por seguir os conselhos de Tesla e optando pela corrente AC. Esta foi a primeira produtora de energia em grande escala do mundo a produzir toda sua energia em AC, sendo inaugurada em 1896 [23, 24].

Estes dois últimos acontecimentos demonstraram claramente a superioridade do sistema AC de Tesla sobre o sistema DC de Edison, começando a partir de



Figura 2.3: Representação do edifício da eletricidade na *World's Columbian Exposition* em Chicago, 1893 [3]

então a famosa “guerra das correntes”, que quase levou Edison e Westinghouse à falência [30].

Adams, fascinado pelos projetos de Tesla, decidiu promover as invenções deste e, em fevereiro de 1895, juntamente com Brown, lançou a *Nikola Tesla Company* com o objetivo de atrair investidores. Porém, tal estratégia não teve resultados, sendo dois dos principais motivos desse insucesso a crise empresarial em curso e Nikola. Tesla não se contentava em apresentar apenas algumas das suas principais invenções, sentia sempre a necessidade de apresentar o máximo que pudesse, pensando que assim atrairia mais atenção. No entanto, esta vasta lista de projetos em curso assustava os investidores, que sentiam que Tesla era incapaz de focar em apenas um projeto e executá-lo assertivamente. Este método frustrado para angariar financiadores fez com que Tesla mudasse um pouco sua estratégia, passando então a fazer uso de suas conexões sociais [24].

Os jantares frequentemente feitos por Nikola no elegante restaurante Delmonico lhe renderam o contacto com um dos homens mais ricos de Nova York da época, John Jacob Astor IV. Astor já estava familiarizado com o trabalho de Tesla, e em 1899 foi convencido pelo engenheiro a financiar suas pesquisas. Então, em maio deste mesmo ano, Nikola mudou-se temporariamente para Colorado Springs, onde construiu um novo laboratório na base do monte Pike. John esperava que Tesla desenvolvesse suas lâmpadas e osciladores mecânicos. No entanto, Tesla concentrou seus esforços naquilo que achava realmente importante quando se tratava de ondas eletromagnética, ou seja, na transmissão de energia sem fios

ao redor do mundo [23, 24].

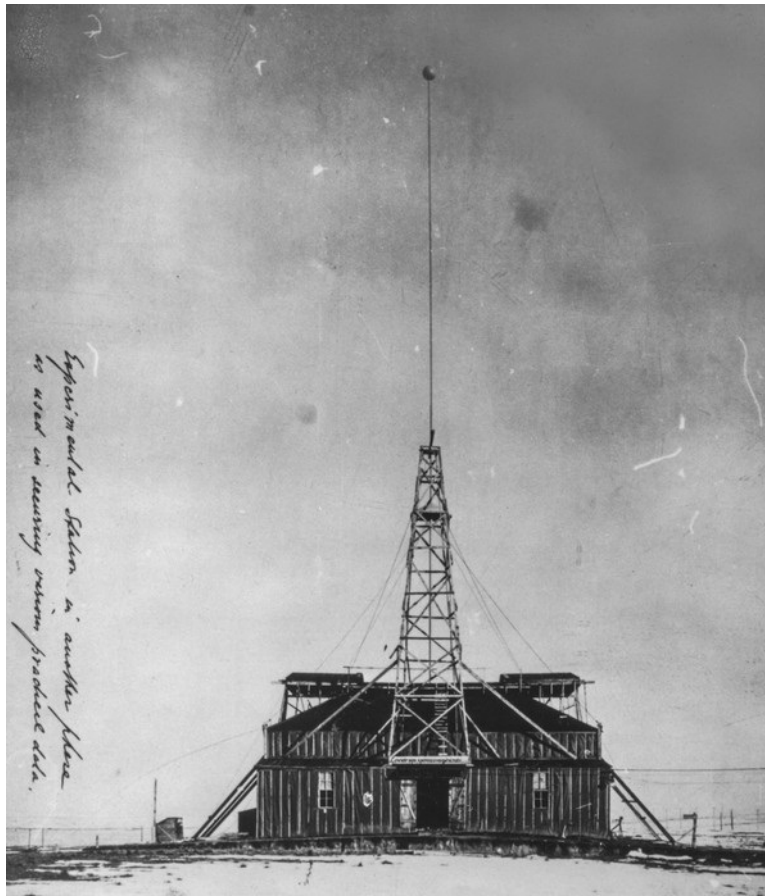


Figura 2.4: Vista do laboratório do monte Pike, em Colorado Spring, com o transmissor amplificador [4]

Como Tesla pretendia transmitir corrente através do planeta para um recetor a uma distância considerável, a sua missão inicial em Colorado Spring era estudar o potencial elétrico da Terra e como ele variava. Devido aos numerosos sistemas elétricos em funcionamento em Nova York, Nikola não foi capaz de medir se o planeta possuía um potencial elétrico ou carga natural, porém, a localização de seu atual laboratório favoreceu suas pesquisas [24].

Se a Terra não possuísse carga, então Tesla teria que utilizar seu transmissor amplificador, uma bobina gigante enterrada construída num grande edifício quadrado sobre a qual colocou um mastro de 60 metros de altura com uma esfera de cobre de 1 metro de diâmetro posicionada no topo [31], para introduzir uma grande quantidade de energia no planeta e assim trazê-lo a um estado na qual ele vibrasse eletricamente, a fim de transmitir energia a longas distâncias. Porém, se a Terra já possuísse algum potencial elétrico, Tesla precisaria introduzir apenas

uma pequena quantidade de energia para alcançar seu objetivo [24].

Para explicar melhor como esta técnica funcionaria, Tesla comparou a Terra a um saco elástico cheio de água e seu transmissor a uma bomba hidráulica, em que esta, colocada em um ponto do globo e trabalhando como uma espécie de pistão, provocaria perturbação da água. Se o pistão se movimentasse de vagar, então o tempo seria suficiente para que a perturbação se espalhasse por todo o saco elástico. Como resultado o saco se expandiria e contrairia ritmicamente com os movimentos do pistão, então, em qualquer ponto deste saco haveria um movimento rítmico devido às pulsações da bomba hidráulica [32].

Assim, em junho de 1899, Nikola preparou um de seus transformadores receptores com o objetivo de determinar, experimentalmente e de forma inovadora, o potencial elétrico da Terra, tal como sua periodicidade e possíveis variações. Para tanto, o engenheiro incluiu no circuito secundário um dispositivo altamente sensível que controlava um instrumento de gravação, e conectou o primário ao solo e a um terminal de capacidade ajustável. As variações de potencial deram origem a manifestações elétricas no primário, que gerou corrente no secundário e que, por sua vez, influenciou o dispositivo sensível e o gravador proporcionalmente a tais variações, provando que a Terra possui vibrações elétricas [26].

Tesla se refere a Colorado como um local incrivelmente privilegiado em se tratando de exposições naturais à força elétrica, mencionando ter presenciado cerca de 12 mil descargas atmosféricas, em um período de duas horas, num raio de não mais do que 50 quilômetros de seu laboratório. No final do mesmo mês de seus primeiros testes, Nikola notou várias vezes que seus instrumentos foram afetados com muito mais intensidade por descargas que ocorreram a grandes distâncias do que por aquelas que ocorreram próximas ao laboratório, deixando-o muito intrigado. Uma série de observações por ele feitas provaram que este fenômeno não poderia ter como causa as diferenças na intensidade das descargas individuais e que, portanto, isto não era resultado de uma relação variável entre o período de seu circuito recetor e o período das perturbações terrestres [26].

Então, no dia 3 de julho de 1899, uma densa massa de nuvens fortemente carregadas se acumulou a oeste e, durante a noite, uma violenta tempestade caiu. Depois de passar grande parte da sua fúria nas montanhas, o temporal foi afastado com grande velocidade para as planícies, tendo neste período vários raios persistentes e longos formados em intervalos de tempo quase regulares. Agora mais habituado com seu equipamento, Tesla rapidamente ajustou o aparelho de gravação, notando que suas indicações ficavam cada vez mais fracas à medida que a tempestade se afastava, até cessarem completamente. Pouco tempo depois as indicações começavam novamente, ficando cada vez mais fortes até atingirem o máximo e então diminuía gradualmente até pararem mais uma vez. Esta ação se repetiu várias vezes em intervalos regulares, até que o temporal, movido a

velocidades uniformes, atingiu uma distância de cerca de 300 km do laboratório. Mesmo assim os aparelhos de Nikola continuavam a fazer marcações. A partir de então Tesla teve a certeza de que este fenómeno incrível que estava observando se tratava de ondas estacionárias [26].

Essa descoberta permitiu a Tesla não só provar que a Terra estava eletricamente carregada, mas também descobrir como as ondas eletromagnéticas a percorriam, levando-o à conclusão de que o planeta, apesar de sua vasta extensão, se comporta como um condutor de dimensões limitadas. Para ele, naquele momento, ficou claro que, se as ondas estacionárias poderiam ser formadas por relâmpagos, ele poderia muito bem produzi-las e transmiti-las com seu transmissor amplificador [24].

Com todas essas informações em mente, Nikola colocou a bobina do transmissor amplificador para ressonar a uma frequência de 150 kHz, alimentada com 300 kW de potência obtida da *Colorado Springs Electric Company*. Quando o mastro foi excitado, um potencial de radiofrequência foi produzido na esfera, obtendo-se aproximadamente 10^9 V. Os jornais da época relatam que Tesla conseguiu iluminar duzentas lâmpadas incandescentes de 50 W cada a 42 km da estação base [33].

Após este feito, Tesla retornou para Nova York em janeiro de 1900, e certo de que conseguiria muitos investidores rejeitou a imprensa científica, anunciando suas invenções em jornais e revistas populares. Determinado a mostrar como todos os seus projetos constituíam um grande esquema intelectual, Nikola escreveu o artigo “*The Problem of Increasing Human Energy*” para a *Century Magazine*. Inicialmente esta campanha publicitária surtiu efeito, atraindo J. P. Morgan, que em 1901 concordou em investir U\$ 150 000 no projeto de energia sem fios de Tesla [24].

Sem mais nenhum investimento vindo de Astor, mas com o dinheiro recebido de Morgan, Tesla montou um novo laboratório num terreno com área de 2000 hectares em Shoreham, Long Island. Lá foi erguida uma torre de madeira de aproximadamente 47 metros de altura, com um eléctrodo gigante de 30 metros de diâmetro em formato de anel colocado no topo [31]. Esta gigante estrutura ficou conhecida como torre de Wardencllyffe.

Nesta época Tesla fez uma publicação intitulada “*World System*”, em que descreveu o sistema sem fios e quais seus objetivos com este projeto. Neste folheto, Nikola disse que seu sistema possibilitaria não só a transmissão precisa e instantânea sem fios de qualquer tipo de sinal, mensagem ou carácter para todas as partes do mundo, mas que também interconectaria estações de telégrafo, telefone e outras estações de sinais existentes sem qualquer alteração nos equipamentos usados naquele período. Outra característica por ele relatada é que qualquer dispositivo capaz de ser manipulado através de um ou mais fios, poderia ser tam-



Figura 2.5: Torre de Wardenclyffe [5]

bém acionado sem condutores artificiais e com a mesma facilidade e precisão, porém sem limites de distância além daqueles impostos pelas dimensões físicas do planeta [23].

Motivado não só com os trabalhos de Wardenclyffe, Tesla também desenvolveu planos para implantar uma estação mundial de transmissão de energia sem fios em Niagara Falls. Certo de que suas pesquisas e invenções teriam excelentes resultados, declarou em uma entrevista feita em 1903 que iria acender as lâmpadas da próxima exposição internacional em Paris com a transmissão da energia sem fios produzida nas cataratas. Porém, segundo ele, devido a atrasos, imprevistos e falhas técnicas, sua promessa não pode ser cumprida, levando-o a fazer uma declaração pública no *Electrical World and Engineer*, em 5 de março de 1904, em que dizia que assim que seu projeto estivesse pronto e funcionando, seria capaz de

distribuir uma potência de 10^4 cavalos sob uma tensão de 10^7 V, possibilitando então a iluminação de casas isoladas e a alimentação de relógios e outros aparelhos semelhantes. Infelizmente o laboratório de Niagara Falls nunca foi construído [23].

Sem se preocupar com despesas, Tesla gastou todo o dinheiro de Morgan. Porém, como nenhum resultado concreto em relação à transmissão de sinais de rádio a longas distâncias, que era o que Morgan realmente tinha como interesse [26], havia sido obtido até o momento, o investidor negou-se a aplicar mais dinheiro no projeto. Nikola, ainda assim seguro de que conseguiria outros investidores, mandou acrescentar uma torre de 57 metros a Wardenclyffe, todavia, nenhum capital foi investido em sua pesquisa [24].

Sem fundos para dar continuidade ao laboratório de Wardenclyffe, Tesla viu-se obrigado a fechá-lo em 1905. A torre permaneceu intacta por vários anos, até que o governo americano, por razões militares durante a Primeira Guerra Mundial, decidiu que era necessário remover este marco ilustre. Cargas pesadas de dinamite foram utilizadas para derrubá-la, mas mesmo assim ela permaneceu intacta no chão [23].

Além de seu projeto frustrado de Wardenclyffe, Tesla concentrou seus esforços, do início dos anos 1900 até sua morte, em uma arma de energia dirigida, por ele chamada de “raio da morte”. Segundo Nikola, esta super arma poria um fim a toda a guerra. No entanto, nem o governo americano e nem os países europeus se interessaram por este equipamento [25].

Tesla faleceu em 7 de Janeiro de 1943, em Nova York [34], deixando como legado não só suas descobertas em relação à corrente alternada, os motores e geradores que desta fazem uso e a transferência de energia sem fios, mas também outras, como turbinas a vapor altamente eficientes, barcos e robôs controlados por rádio, lâmpadas fluorescentes, entre outros. Logo após sua morte, todos seus documentos foram apreendidos e selados pelo FBI, que os marcou como arquivos altamente secretos [25].

Em 1960, como reconhecimento da genialidade deste inventor, a unidade do SI que mede a densidade do fluxo magnético ou a indução magnética passou a ser chamada de Tesla, permanecendo assim até os dias atuais [25].

2.3 WPT pós Tesla

Após o insucesso de Tesla com a torre de Wardenclyffe, o desenvolvimento de pesquisas sobre ondas de rádio foi focada na comunicação sem fios e na detecção remota, deixando de lado os sistemas WPT. No entanto, os avanços nessas tecnologias contribuíram para o desenvolvimento de novas técnicas voltadas para a transmissão de energia sem fios [35].

A verdadeira história da WPT começa com a utilização das micro-ondas na *microwave power transmission* (MPT), em português transmissão de energia por micro-ondas. Na década de 1960, William C. Brown reiniciou as experiências em WPT, porém utilizando tecnologias de micro-ondas de alta eficiência, tendo como base as tecnologias de comunicação sem fios e de detecção remota feita por radares desenvolvidos durante a Segunda Guerra Mundial. Brown realizou vários tipos de experiências MPT com tubos de micro-ondas, utilizando frequências na faixa dos 2.45 GHz. Sua primeira invenção, obtida em 1963, foi uma antena retificadora, por ele então designada de rectena. Tal antena era capaz de receber e retificar as micro-ondas. Com a rectena, Brown, em 1964, conseguiu transmitir energia por micro-ondas para um helicóptero conectado ao solo por um fio, e em 1968, para um helicóptero de vôo livre [31, 36].

Em 1975, a equipe de Brown e Richard Dickinson conseguiu a maior demonstração de MPT alcançada até o momento, sendo este feito realizado nas instalações do laboratório de propulsão de jatos de Goldstone. A distância entre a antena parabólica transmissora, de 26 m de diâmetro, e a matriz de rectenas, de 3.4×7.2 m, era de 1.6 km [37].

Apesar de Brown ter sucesso em suas experiências em WPT, o tamanho e o custo do sistema eram muito grandes para qualquer aplicação prática realizável. Assim, os sistemas MPT comerciais não se tornaram parte do cotidiano do usuário final [35].

As tecnologias MPT também foram utilizadas no desenvolvimento de satélites de energia solar (SPS), sendo sua abordagem proposta por Peter Glaser, em 1968. O SPS superou algumas das desvantagens do MPT, como a baixa eficiência geral do sistema e o tamanho avantajado das antenas [38].

Após a década de 1980, muitos experimentos voltados ao desenvolvimento do MPT foram realizados no Japão. Hiroshi Matsumoto e seu grupo executaram, em 1983, na Universidade de Kyoto, vários experimentos em foguetes MPT, sendo estes baseados em novas tecnologias de micro-ondas para comunicação sem fios e detecção de radar. Um ensaio de MPT com uma matriz em fase foi realizado em 1992, resultando no primeiro teste a aplicar esta técnica na transferência de energia por micro-ondas. Com o emprego dessa matriz em fase, a equipe pertencente a grupos de pesquisa tanto da Universidade de Kyoto, quanto da Universidade de Kobe, foi capaz de fazer com que um avião livre de combustível voasse utilizando-se apenas da energia de micro-ondas. Este feito também foi conseguido, em 1987, por um grupo de canadenses. No entanto, estes adotaram um sistema de antenas parabólicas [35].

Nos Estados Unidos, alguns grupos de pesquisas mantiveram seus estudos em MPT e SPS durante a década de 1980. Porém, foi em 1995, quando a NASA

lançou um projeto para dar uma nova perspectiva aos SPS, que as pesquisas em relação ao MPT foram reanimadas neste país [39].

Nos anos 2000, os avanços nas tecnologias de micro-ondas levaram a WPT a ser reconsiderada para aplicações comerciais. Com o desenvolvimento das tecnologias de comunicação móvel, a potência requerida para a transmissão de energia sem fios pôde ser reduzida, significando que passaria a ser possível receber energia suficiente através de micro-ondas, assim como acontece para a comunicação sem fios. Esta técnica foi denominada “fonte de energia ubíqua” (potência de micro-ondas em toda parte e sempre ativa) [40].

A transferência de energia sem fios pode também ser recebida através de ondas de rádio de serviço de transmissão. Sistemas de colheita de energia (*energy harvesting*) podem ser desenvolvidos com base nesta abordagem. O termo “colheita de energia” refere-se ao processo pelo qual a energia é derivada, capturada e armazenada a partir de fontes externas, como por exemplo, energia solar, energia térmica, ondas de radiodifusão, etc. Um dos sistemas de colheita de energia mais famosos é o sistema microeletromecânico de energia (MEMS), que pode gerar energia elétrica a partir da flutuação de um semicondutor MEMS. O coletor de energia a partir de ondas de radiodifusão é uma rectena, usada para MPT e WPT [35].

Outra tendência recente na utilização de WPT é o acoplamento ressonante, sendo esta uma técnica desenvolvida pelo MIT (*Massachusetts Institute of Technology*) em 2006. Com esta técnica, uma grande quantidade de energia pode ser transmitida sem qualquer radiação a distâncias de comprimento médio, fazendo uso de baixas frequências e circuitos ressonantes simples. Assim, tornou-se evidente que o acoplamento indutivo ressonante é o tipo de sistema WPT mais adequado para satisfazer as necessidades comerciais [41].

Capítulo 3

Wireless Power Transfer

Neste capítulo serão apresentados alguns dos métodos mais comuns utilizados para se obter transferência de energia sem fios, assim como as equações matemáticas que os definem, seus prós e contras, a fim de que se possa fazer um breve comparativo entre tais técnicas de WPT.

Energia sem fios é um termo genérico utilizado para se referir às diferentes tecnologias responsáveis pela transmissão de energia que utilizam campos elétricos, magnéticos ou eletromagnéticos variantes no tempo [6].

Este tipo de sistema é muito útil nos casos em que alimentar dispositivos elétricos por meio de fios se mostra complicado ou praticamente impossível, ou também quando se pretende oferecer maior comodidade ao usuário de tais aparelhos. A aplicação mais conhecida de WPT é o RFID (*Radio Frequency Identification*, em português Identificação por Radiofrequência). No entanto, devido à intervenção feita em relação a este método de alimentação elétrica, já é possível que se faça o carregamento de baterias de telemóveis, notebooks, veículos elétricos, assim como alimentar implantes médicos, entre outros [6, 22].

Em geral, um sistema de transferência de energia sem fios é constituído por um emissor diretamente conectado a uma fonte de energia, responsável por converter tal energia num campo eletromagnético variante no tempo, e por um dispositivo recetor, cuja função é receber a energia proveniente desse campo e convertê-la de volta em uma corrente elétrica AC ou DC, que será utilizada para carregar o aparelho desejado [42].

Para dar uma noção geral sobre a transferência de energia sem fios, a seguir serão apresentadas algumas categorias de sistemas WPT, levando em consideração seus princípios básicos de funcionamento físico. É importante notar que existem duas classes básicas desse tipo de sistema, sendo elas a transferência por campo próximo e a transferência por campo distante.

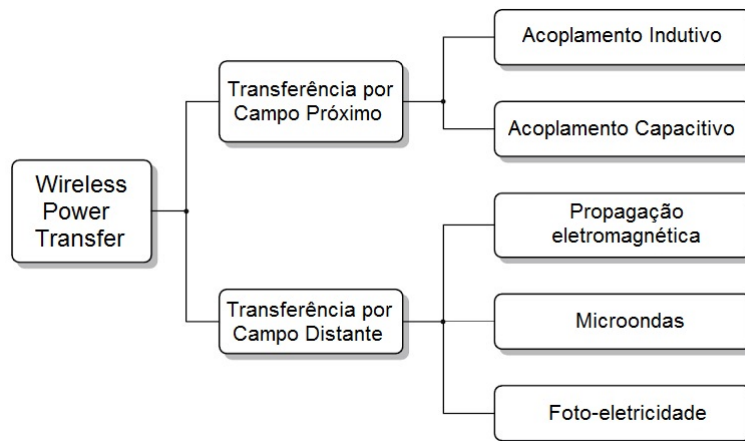


Figura 3.1: Categorias de WPT de acordo com princípios de funcionamento [6]

A principal diferença entre estas duas categorias está relacionada com as características dos campos eletromagnéticos, que mudam de acordo com a distância entre o emissor e o receptor. Quando a frequência de ressonância do campo eletromagnético é relativamente baixa, por exemplo 1 MHz, e a distância de transmissão é pequena (não muito maior que 10 cm, ou seja, 3000 vezes menor que o comprimento de onda da frequência de trabalho), trata-se de uma transferência por campo próximo. Caso contrário, trata-se de uma transferência por campo distante. Não existe um limite claro entre estes dois tipos de transferência, sendo a região intermediária entre ambos conhecida como zona de transição [6]. Para exemplificar, a figura 3.2 apresenta a faixa de frequências em que os métodos WPT a seguir explicados operam.

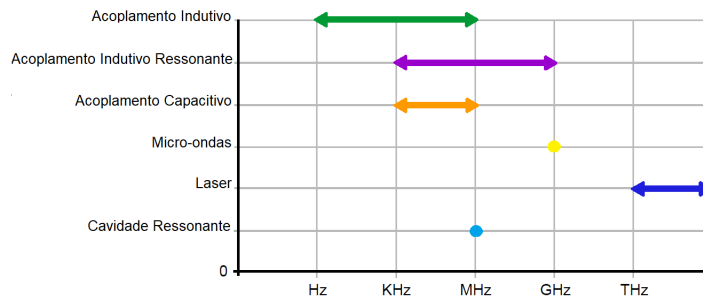


Figura 3.2: Faixa de frequências de operação de métodos WPT

3.1 Transferência por campo próximo

A transferência por campo próximo é do tipo não radiativo e ocorre próxima ao emissor, ou seja, a uma distância menor que um comprimento de onda (λ) [43], sendo este dado por $\lambda = \frac{c}{f}$, onde c é a velocidade da luz ($3 \cdot 10^8$ m/s) e f (Hz) é a frequência utilizada para a transmissão [6]. Para além do alcance dos campos ser curto, ele também depende do tamanho e da forma das antenas (emissor e recetor). Assim, a potência transmitida cai exponencialmente com o aumento da distância. Nesta região, o campo elétrico e o campo magnético estão separados [44].

Nesta ordem de ideias, utilizando-se da transferência por campo próximo, podem-se empregar métodos como acoplamento indutivo, acoplamento indutivo ressonante e acoplamento capacitivo para se transmitir energia sem fios a curtas distâncias [45].

3.1.1 Acoplamento indutivo

O princípio físico central para este método de transferência de energia sem fios, que utiliza bobinas de fio metálico, baseia-se na Lei de Faraday. Esta afirma que quando o fluxo magnético total através de uma bobina condutora varia com o tempo, uma corrente alternada acaba por ser gerada na mesma. Isto, por sua vez, resulta em uma força eletromotriz (FEM) induzida no circuito [8]. Sendo assim, neste método, a energia é transmitida entre o emissor e o recetor por meio de um campo magnético [44].

Ao aplicar uma corrente alternada na bobina transmissora, é gerado um campo magnético oscilante, sendo que este, ao passar pela bobina recetora, induz uma FEM alternada, que cria uma corrente AC no recetor [8, 42].

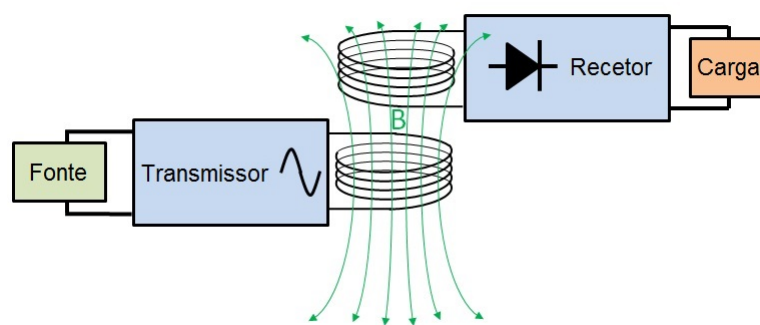


Figura 3.3: Diagrama genérico de um sistema de transferência de energia sem fios através de acoplamento indutivo [7]

Para que um sistema de transferência de energia sem fios ativado por acoplamento indutivo seja desenvolvido, devem-se levar em consideração alguns parâ-

metros diretamente associados ao campo magnético, tais como auto-indutância e indutância mútua [8].

De acordo com [8], a auto-indutância é a relação entre o fluxo magnético gerado em uma área delimitada por um circuito condutor e a corrente que passa por este circuito. Sob a condição de $r/R \ll 1$, onde r e R são os raios do condutor e do laço circular que este forma, a auto-indutância L pode ser aproximada por

$$L(R, r) \approx \mu_0 R \left[\ln \left(\frac{8R}{r} \right) - 2 \right], \quad (3.1)$$

onde μ_0 é a permeabilidade do vácuo [46].

Para o caso de bobinas circulares com N espiras, se o comprimento d da bobina é muito menor que R , a auto-indutância é igual a $N^2 L$, onde L é a auto-indutância de uma espira, como em (3.1). Considerando que, no caso das bobinas serem espirais planas de N voltas com R_i raios diferentes ($i = 1, 2, \dots, N$), a auto-indutância total deve ser calculada por

$$L = \sum_{i=1}^N L(R_i, r) + \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N M_{ij}(R_i, R_j, d_r = 0) (1 - \alpha_{i,j}), \quad (3.2)$$

onde $\alpha_{i,j} = 1$ se $i = j$, e $\alpha_{i,j} = 0$ no caso contrário [46].

A indutância mútua entre dois circuitos condutores, M_{ij} , depende da proporção do fluxo magnético gerado por uma bobina que passa através de outra bobina (acoplamento de fluxo). Sendo assim, este parâmetro é fortemente dependente da geometria das bobinas, da orientação relativa e das propriedades magnéticas do meio. Num caso simplificado para duas bobinas coaxiais circulares paralelas, perfeitamente alinhadas, no ar, separadas por uma distância relativa d_{12} e raio e número de voltas de (R_1, N_1) e (R_2, N_2) para a primeira e a segunda bobina, respetivamente, tem-se [8]

$$M_{12}(R_1, R_2, d_{12}) = \frac{\pi \mu_0 N_1 R_1^2 N_2 R_2^2}{2^{3/2} \sqrt{R_1^2 + d_{12}^2}}. \quad (3.3)$$

Além da distância e da geometria, o alinhamento das bobinas tem um efeito significativo na sua indutância mútua [8]. Por exemplo, se uma das bobinas é inclinada com um ângulo θ , então a sua indutância mútua reduz-se por um fator de $\cos(\theta)$,

$$M_{12}(d_{12}, \theta) = M_{12}(d_{12}, 0) \cos(\theta). \quad (3.4)$$

A normalização da indutância mútua entre duas bobinas permite obter um senso qualitativo de quão fortemente elas estão acopladas e comparar o acoplamento entre diferentes pares de bobinas [8]. Assim, o coeficiente de acoplamento k_{12} entre duas bobinas com auto-indutâncias L_1 e L_2 é definido como

$$k_{12} = \frac{M_{12}}{\sqrt{L_1 L_2}}, \quad 0 \leq k_{12} \leq 1. \quad (3.5)$$

Assumindo $R_2 < R_1$, o coeficiente de acoplamento, neste caso, pode ser aproximado por [8, 9]

$$k_{12}(d_{12}) = \frac{R_1^2 R_2^2}{\sqrt{R_1 R_2} \cdot \sqrt[3]{R_1^2 + d_{12}^2}}. \quad (3.6)$$

Como resultado de (3.4), k_{12} também depende da orientação e alinhamento da bobina,

$$k_{12}(d_{12}, \theta) = k_{12}(d_{12}) \cos(\theta). \quad (3.7)$$

De acordo com a equação acima, para minimizar k_{12} entre duas bobinas coaxiais planares a uma dada distância d_{12} , seus planos devem ser ortogonais. Por outro lado, bobinas coaxiais paralelas e perfeitamente alinhadas fornecem k_{12} máximo [8].

A figura 3.4 apresenta um modelo (circuito) equivalente de um acoplamento indutivo. Neste circuito, uma corrente variante no tempo $i_2(t)$ na bobina primária L_2 gera um campo magnético variante no tempo, sendo que parte deste passa através da bobina secundária L_3 . Este campo magnético variante no tempo, em contacto com a bobina secundária, gera uma tensão $V_3(t)$ através de L_3 e uma corrente $i_3(t)$ no circuito secundário, sendo isto resultado da sua indutância mútua M_{23} com L_2 [8].

A relação domínio-tempo entre essas tensões e correntes pode ser encontrada a partir de

$$V_2(t) = R_2 \cdot i_2(t) + L_2 \cdot \frac{di_2(t)}{dt} + M_{23} \cdot \frac{di_3(t)}{dt}, \quad (3.8)$$

$$V_3(t) = M_{23} \cdot \frac{di_2(t)}{dt} + R_3 \cdot i_3(t) + L_3 \cdot \frac{di_3(t)}{dt}, \quad (3.9)$$

onde R_2 e R_3 são as perdas óhmicas de L_2 e L_3 , respetivamente. Para encontrar o modelo de rede Z equivalente do acoplamento indutivo, mostrado na figura 3.4(b),

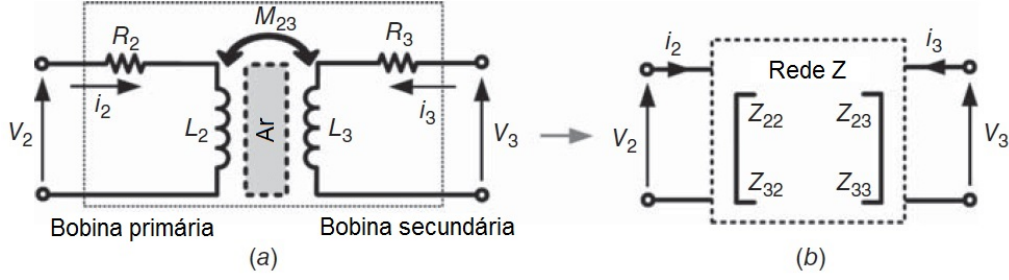


Figura 3.4: (a) Diagrama simplificado do circuito do acoplamento indutivo, em que R_2 e R_3 representam as perdas ôhmicas de L_2 e L_3 , respectivamente. (b) Modelo de rede Z equivalente para acoplamento indutivo [8]

todas as tensões e correntes apresentadas em (3.8) e (3.9) devem ser representadas no domínio de Laplace [8]

$$V_2(s) = R_2 \cdot I_2(s) + L_2 \cdot sI_2(s) + M_{23} \cdot sI_3(s), \quad (3.10)$$

$$V_3(s) = M_{23} \cdot sI_2(s) + R_3 \cdot I_3(s) + L_3 \cdot sI_3(s). \quad (3.11)$$

Assim, a matriz Z equivalente pode ser escrita como

$$\begin{bmatrix} V_2(s) \\ V_3(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_2 + L_2s & M_{23}s \\ M_{23}s & R_3 + L_3s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_2(s) \\ I_3(s) \end{bmatrix} = Z \begin{bmatrix} I_2(s) \\ I_3(s) \end{bmatrix}. \quad (3.12)$$

A figura 3.5 representa o caso mais simplificado de transferência de energia sem fios ativada por acoplamento indutivo não ressonante, onde o circuito do lado esquerdo caracteriza o emissor (Tx) e o do lado direito o recetor (Rx). Aqui, L_3 conduz a carga resistiva R_L , que representa o consumo de energia alvo, passando a corrente $i_3(t)$ [8].

Para formas de onda sinusoidais, onde $s = j\omega$, sendo $\omega = 2\pi f$ a frequência angular, a tensão V_3 que aparece na carga pode ser encontrada a partir da matriz Z equivalente em (3.12) [8],

$$V_3(j\omega) = j\omega M_{23} \cdot I_2 + j\omega L_3 \cdot I_3 + R_3 \cdot I_3. \quad (3.13)$$

Substituindo I_3 por $-V_3/R_L$ obtém-se V_3 como uma função de I_2 e outros parâmetros do circuito,

$$V_3(j\omega) = \frac{j\omega M_{23} \cdot I_2}{1 + (j\omega L_3 + R_3)/R_L}. \quad (3.14)$$

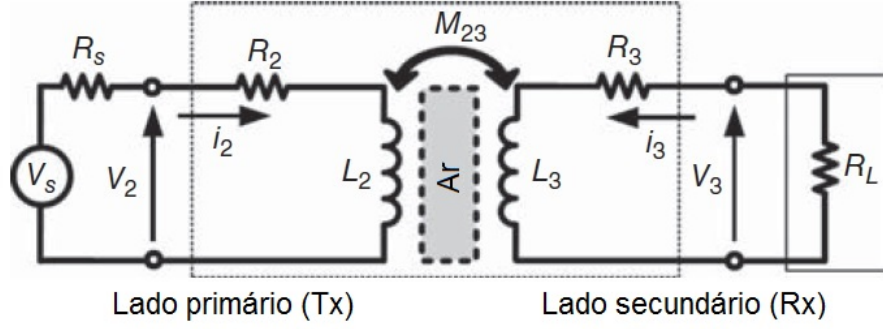


Figura 3.5: Diagrama simplificado da ligação sem fios entre duas bobinas não ressonantes indutivamente acopladas. R_L representa o carregamento do dispositivo na bobina do recetor e R_s a perda do amplificador de potência [8]

Desta forma, a potência recebida na carga pode ser obtida por

$$P_L = \frac{|V_3|^2}{2R_L}. \quad (3.15)$$

Sendo assim, para maximizar a potência fornecida à carga (*Power Delivered to the Load* - PDL) com uma R_L constante, V_3 deve ser aumentada. As modificações feitas no circuito para se alcançar essa maior potência resultam na construção de um circuito tanque ressonante, que é a base para o desenvolvimento de um sistema de transferência de energia sem fios ativado por acoplamento indutivo ressonante [8], como será apresentado em 3.1.2.

Neste tipo de sistema a corrente $i_3(t)$ pode ser diretamente utilizada para alimentar a carga. No entanto, pode-se também, se preciso, retificá-la para uma corrente contínua por meio de um retificador no recetor [45, 47].

O acoplamento indutivo é a tecnologia mais antiga a ser utilizada na transmissão de energia sem fios, podendo ser encontrado em equipamentos de automação industrial, iluminação [48], em instrumentação e sistemas eletrónicos [49], implantes biomédicos [6, 50], entre muitos outros [47].

3.1.2 Acoplamento indutivo ressonante

Após vários anos de estudo pode-se constatar que a eficiência dos sistemas WPT depende do coeficiente de acoplamento e que este depende da distância entre a bobina emissora e a bobina recetora. Assim, é fácil notar que, a eficiência de um sistema que utiliza apenas acoplamento indutivo não é muito alta. No entanto, se um condensador de capacitância C for adicionado a uma bobina de indutância L , os dois elementos formam um circuito ressonante com propriedades defini-

das por C e L . Se ambas as bobinas, emissora e recetora, forem construídas levando em consideração essa propriedade, então ao colocá-las para operar na mesma frequência de ressonância, aumenta-se consideravelmente o acoplamento e a transferência de potência entre elas. Este método é conhecido como acoplamento indutivo ressonante ou ressonância magnética fortemente acoplada, e permite que haja transferência de energia sem fios de forma eficiente a distâncias de médio alcance [22, 51, 52].

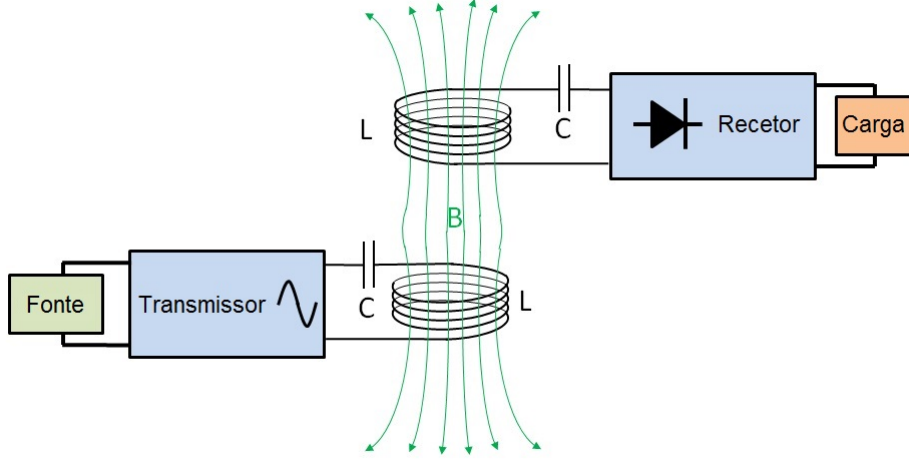


Figura 3.6: Diagrama genérico de um sistema de transferência de energia sem fios através de acoplamento indutivo ressonante [7]

Para que se possa compreender melhor este método de transferência de energia sem fios, será dada continuidade à ideia apresentada em 3.1.1, tendo como ponto de partida o circuito apresentado na figura 3.5, uma vez que este método se apresenta como um melhoramento do sistema anteriormente descrito.

Com o propósito de aumentar a potência fornecida à carga (PDL) com uma R_L constante, é preciso ter em mente que V_3 deve ser aumentada. Assim, a fim de aumentar significativamente V_3 a uma dada frequência de interesse f_{res} , deve-se maximizar a impedância através de R_L em f_{res} . A melhor maneira de fazer isso consiste em adicionar um condensador C_3 em paralelo com L_3 para formar um circuito LC tanque ressonante paralelo. A frequência de ressonância do circuito tanque L_3C_3 deve ser sintonizada para corresponder à frequência do circuito emissor f_0 [8], ou seja,

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3 \cdot C_3}} = f_0. \quad (3.16)$$

Ao escolher C_3 deve-se também levar em consideração a capacitância parasita de L_3 , as interconexões e a capacitância de entrada do circuito que segue o circuito

tanque ressonante L_3C_3 , sendo este, geralmente, um retificador. Representando-se a soma de todos esses condensadores parasitários por C_p , então $C_3 = C_p + C_L$, onde C_L é a capacitância fisicamente adicionada através da carga [8]. O circuito equivalente dessa ligação indutiva ressonante é apresentado na figura 3.7.

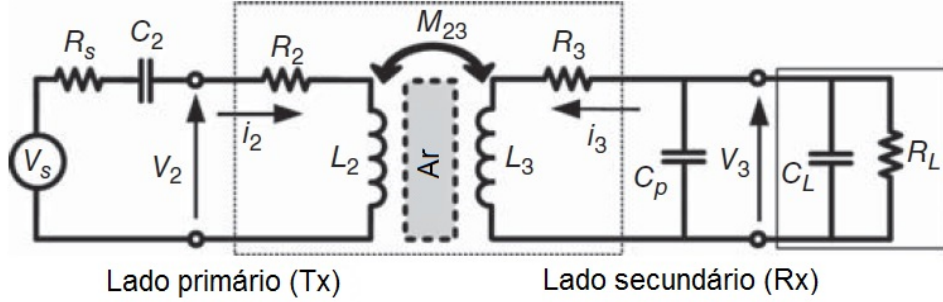


Figura 3.7: Diagrama do circuito de WPT com circuitos de ressonância em série e em paralelo nos lados do transmissor e do receptor, respectivamente [8]

Substituindo R_L por $R_L || C_3$ em (3.14),

$$V_3(j\omega) = \frac{j\omega M_{23} \cdot I_2}{1 + (j\omega L_3 + R_3) \left(\frac{1}{R_L} + j\omega C_3 \right)}. \quad (3.17)$$

A figura 3.8 compara, dentro de uma ampla faixa de frequências, a magnitude da tensão recebida pela carga para um sistema não-ressonante e para um sistema com circuito tanque ressonante LC . Nota-se que em frequências muito inferiores a f_{res} as tensões recebidas estão na mesma ordem de grandeza. Porém, na ressonância, o circuito LC produz uma tensão na carga que é cerca de uma ordem de magnitude maior do que a tensão produzida na carga em um circuito indutor não-ressonante [8].

Na transferência de energia sem fios ativada por acoplamento indutivo ressonante deve-se levar em conta um parâmetro de grande relevância, sendo este a eficiência de transferência de potência (*Power Transfer Efficiency* - PTE). A PTE identifica as especificações da fonte de energia, a dissipação de calor, o intervalo de transmissão de energia e a possibilidade de interferência com outros dispositivos eletrônicos. Este parâmetro é definido como a relação entre a potência fornecida à carga (PDL) e a energia drenada da fonte de energia que é entregue ao circuito primário, representado na figura 3.7 [9]. Para que se possa compreender melhor os efeitos dos parâmetros do circuito de acoplamento indutivo ressonante da figura 3.7 no PTE, deve-se definir os fatores de qualidade da bobina Tx e Rx, respectivamente, como $Q_2 = \omega_0 L_2 / (R_2 + R_s)$ e $Q_3 = \omega_0 L_3 / R_3$,

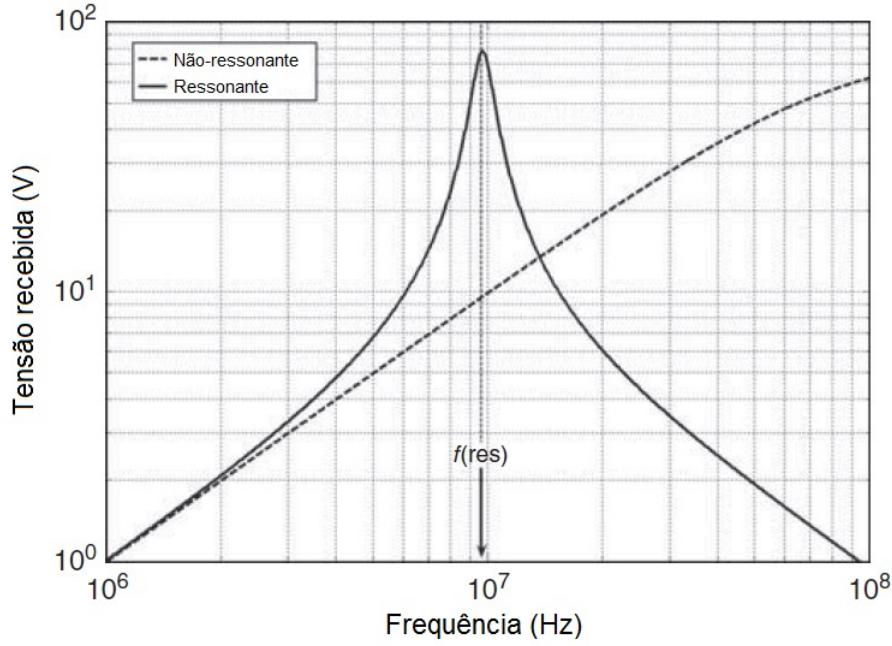


Figura 3.8: Comparação da magnitude da tensão recebida pela carga para um sistema não-ressonante e para um sistema com circuito tanque ressonante quando a mesma corrente passa pela bobina primária. Resultados obtidos utilizando-se $R_L = 5 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 1 \text{ }\Omega$, $L_3 = 10 \text{ MH}$ e $C_3 = 27 \text{ pF}$ [8, 9]

onde R_s representa a perda do amplificador de potência (*Power Amplifier* - PA) [8].

A fim de simplificar ainda mais a análise do circuito, o circuito secundário da figura 3.7, incluindo R_L , pode ser refletido para o lado primário como sendo a impedância refletida $L_{ref} || C_{ref} || R_{ref}$. Para encontrar R_{ref} , o lado secundário é modelado com apenas uma resistência de carga paralela. A resistência em série referente às perdas de L_3 , isto é, R_3 , pode ser transformada numa resistência paralela igual a $R_{P3} = Q_3^2 R_3$. Portanto, a resistência paralela equivalente no circuito secundário é dada por $R_P = R_{P3} || R_L$. Devido ao acoplamento mútuo de L_2 e L_3 , a resistência de carga e a capacitância do circuito secundário podem ser transferidas para o lado primário, como mostra a figura 3.9(a),

$$\begin{aligned} R_{ref} &= k_{23}^2 \left(\frac{L_2}{L_3} \right) R_P = k_{23}^2 \omega_0 L_2 Q_{3L}, \\ C_{ref} &= \left(\frac{L_3}{L_2} \right) \left(\frac{C_3}{k_{23}^2} \right) = \frac{1}{\omega_0^2 L_2 k_{23}^2}, \end{aligned} \quad (3.18)$$

onde $Q_{3L} = R_P / \omega_0 L_3$ é o fator de qualidade de carga da bobina secundária [53].

Note que C_{ref} ainda ressoa com $k_{23}^2 L_2$ em f_0 , ou seja, torna-se um circuito aberto, deixando apenas a resistência R_{ref} no circuito primário [8], como apresentado na figura 3.9(b).

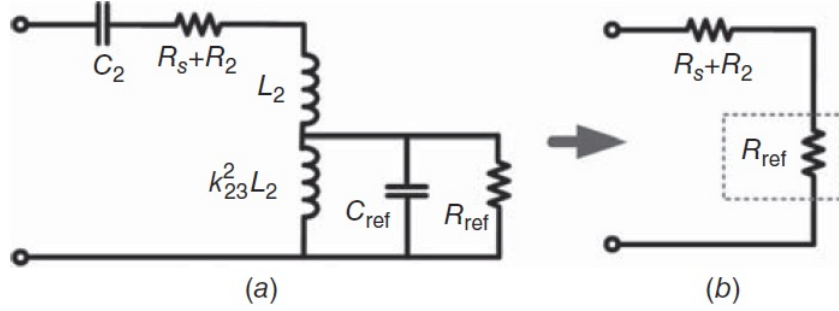


Figura 3.9: (a) Circuito equivalente do acoplamento indutivo mostrado na figura 3.7 refletido para o lado primário. (b) C_{ref} e C_2 ressonam, respetivamente, com $k_{23}^2 L_2$ e L_2 em ω_0 , deixando para trás R_{ref} e $R_s + R_2$, que formam então um divisor resistivo simples, na frequência portadora f_0 , no lado primário [8]

No diagrama de circuito simplificado ilustrado na figura 3.9(b), L_2 e C_2 , que formam um tanque ressonante LC em série, são escolhidos de modo que também ressoem em f_0 , transformando-se idealmente num curto-circuito. Assim, a potência de entrada fornecida pela fonte de alimentação simplesmente divide-se entre $R_s + R_2$ e R_{ref} . A potência absorvida por $R_s + R_2$ é dissipada como calor no PA e na bobina primária, enquanto que a potência entregue a R_{ref} é a parte da potência da fonte de energia que é transferida ao circuito secundário através do acoplamento indutivo. Esta última potência referida ainda se divide entre R_3 e R_L , que são os únicos componentes de consumo de energia no lado Rx. A potência absorvida por R_3 é dissipada como calor na bobina secundária, e o resto é a potência útil fornecida para a carga [8].

Para calcular a PTE do acoplamento indutivo ressonante, deve-se considerar as duas divisões de potência [8, 53],

$$\eta_{2-coil} = \frac{R_{ref}}{R_s + R_2 + R_{ref}} \frac{R_{P3}}{R_{P3} + R_L} = \frac{k_{23}^2 Q_2 Q_{3L}}{1 + k_{23}^2 Q_2 Q_{3L}} \cdot \frac{Q_{3L}}{Q_L}, \quad (3.19)$$

onde $Q_{3L} = Q_3 Q_L / (Q_3 + Q_L)$ e $Q_L = R_L / \omega_0 L_3$ é frequentemente referido como o fator de qualidade da carga. Pode-se observar a partir de (3.19) que k_{23} , Q_2 e Q_3 são os fatores que devem ser aumentados para que se possa maximizar a PTE. No entanto, para um dado conjunto de valores de Q_2 , Q_3 e k_{23} , existe uma carga ótima dada por $R_{L,PTE} = \omega_0 L_3 Q_{L,PTE}$, que pode maximizar PTE para

esse arranjo particular, onde $Q_{L,PTE}$ pode ser encontrado calculando a derivada de (3.19) em relação a Q_L ,

$$Q_{L,PTE} = \frac{Q_3}{(1 + k_{23}^2 Q_2 Q_3)^{1/2}}. \quad (3.20)$$

A quantidade de PDL, por outro lado, pode ser calculada pela multiplicação da potência fornecida por V_s , isto é, $V_s^2/2(R_s + R_2 + R_{ref})$, pela PTE obtida através (3.19) [8],

$$P_{L,2-coil} = \frac{V_s^2}{2(R_s + R_2)} \frac{k_{23}^2 Q_2 Q_{3L}}{(1 + k_{23}^2 Q_2 Q_{3L})^2} \cdot \frac{Q_{3L}}{Q_L}. \quad (3.21)$$

De forma semelhante à PTE, para um dado conjunto de valores de Q_2 , Q_3 e k_{23} , existe uma carga ideal dada por $R_{L,PDL} = \omega_0 L_3 Q_{L,PDL}$, que pode maximizar a PDL naquele arranjo particular, onde $Q_{L,PDL}$ pode ser encontrado calculando a derivada de (3.21) em relação a Q_L [8],

$$Q_{L,PDL} = \frac{Q_3}{1 + k_{23}^2 Q_2 Q_3}. \quad (3.22)$$

A fim de conseguir a condição ótima de R_L para a PTE e PDL, respectivamente, em (3.20) e (3.22), e também reduzir o efeito negativo de R_s em Q_2 , alguns trabalhos como [54, 55, 56, 57] têm proposto sistemas de WPT ativados por acoplamento indutivo ressonante com multi-bobinas, que nas formas mais simples possuem apenas três ou quatro bobinas [8].

Se o acoplamento indutivo de duas bobinas simples, como apresentado na figura 3.7, é estendido para uma ligação de m bobinas, na qual a primeira e a m -ésima bobinas são ligadas, respectivamente, à fonte de energia e à carga, então a carga refletida da bobina $(j + 1)$ para a j -ésima bobina pode ser encontrada a partir de

$$R_{ref,j,j+1} = k_{j,j+1}^2 \omega_0 L_j Q_{(j+1)L}, \quad j = 1, 2, \dots, m - 1, \quad (3.23)$$

onde $k_{j,j+1}$ é o coeficiente de acoplamento entre a j -ésima e a $(j + 1)$ -ésima bobina, sendo que todas as bobinas do sistema devem ser sintonizadas na mesma frequência de ressonância. O fator de qualidade de carga da $(j + 1)$ -ésima bobina, $Q_{(j+1)L}$, pode ser encontrado por

$$Q_{jL} = \frac{\omega_0 L_j}{R_j + R_{ref,j,j+1}} = \frac{Q_j}{1 + k_{j,j+1}^2 Q_j Q_{(j+1)L}}, \quad j = 1, 2, \dots, m - 1, \quad (3.24)$$

onde $Q_j = \omega_0 L_j / R_j$ é o fator de qualidade descarregado e R_j é a resistência parasita em série da j -ésima bobina, L_j . Note que para a última bobina, que está ligada em série com a carga, tem-se $Q_{mL} = \omega_0 L_m / (R_m + R_L)$, e para a primeira bobina, que está conectada em série com a fonte, tem-se $Q_{1L} = \omega_0 L_1 / (R_1 + R_s)$. Portanto, considerando que o acoplamento entre bobinas não-vizinhas é desprezável, a PTE da j -ésima bobina com a $(j + 1)$ -ésima bobina pode ser escrita como [8]

$$\eta_{j,j+1} = \frac{R_{refj,j+1}}{R_j + R_{refj,j+1}} = \frac{k_{j,j+1}^2 Q_j Q_{(j+1)L}}{1 + k_{j,j+1}^2 Q_j Q_{(j+1)L}}. \quad (3.25)$$

Utilizando (3.23), (3.24) e (3.25) pode-se encontrar a PTE total de um acoplamento indutivo com multi-bobinas a partir de

$$\eta_{m-coil} = \prod_{j=1}^{m-1} \eta_{j,j+1} \cdot \frac{Q_{mL}}{Q_L} \quad (3.26)$$

e a PDL pode ser calculada por

$$P_{L,m-coil} = \frac{V_s^2}{2(R_s + R_1)} \frac{1}{1 + k_{12}^2 Q_1 Q_{2L}} \eta_{m-coil}. \quad (3.27)$$

Para que (3.26) e (3.27) sejam válidas, todas as bobinas devem ser sintonizadas na mesma frequência de ressonância. Isto permite também alcançar PTE e PDL mais altas entre cada par de bobinas vizinhas e maximizar a PTE e PDL da ligação multi-bobinas [8].

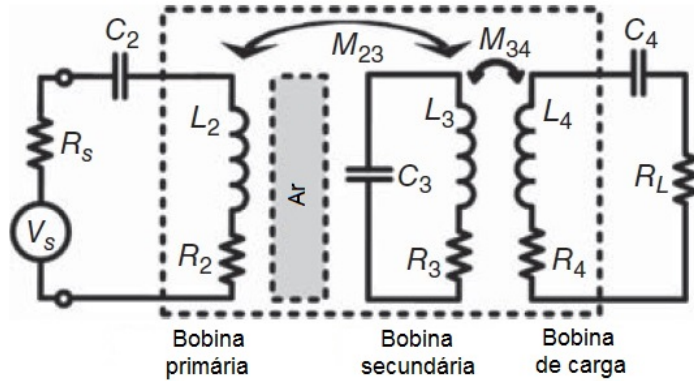


Figura 3.10: Circuito modelo de um acoplamento indutivo com três bobinas [8]

O circuito modelo de acoplamento indutivo com três bobinas, que compreende a bobina primária L_2 , no circuito Tx, e as bobinas secundária e da carga, L_3 e

L_4 , no circuito Rx, é apresentado na figura 3.10. A PTE desta ligação pode ser encontrada a partir de

$$\eta_{3-coil} = \frac{(k_{23}^2 Q_2 Q_3) (k_{34}^2 Q_3 Q_{4L})}{(1 + k_{23}^2 Q_2 Q_3 + k_{34}^2 Q_3 Q_{4L}) (1 + k_{34}^2 Q_3 Q_{4L})} \cdot \frac{Q_{4L}}{Q_L} = \eta_{23} \eta_{34}, \quad (3.28)$$

onde

$$\eta_{23} = \frac{k_{23}^2 Q_2 Q_{3L}}{1 + k_{23}^2 Q_2 Q_{3L}} = \frac{k_{23}^2 Q_2 Q_3}{1 + k_{23}^2 Q_2 Q_3 + k_{34}^2 Q_3 Q_{4L}}, \quad (3.29)$$

$$\eta_{34} = \frac{k_{34}^2 Q_3 Q_{4L}}{1 + k_{34}^2 Q_3 Q_{4L}} \cdot \frac{Q_{4L}}{Q_L}, \quad (3.30)$$

enquanto k_{24} é ignorado devido à grande distância entre L_2 e L_4 . De modo semelhante, a PDL do acoplamento indutivo ressonante de três bobinas pode ser encontrado a partir de (3.27) [8]

$$P_{L,3-coil} = \frac{V_s^2}{2(R_s + R_2)} \frac{(K_{23}^2 Q_2 Q_3) (K_{34}^2 Q_3 Q_{4L})}{(1 + K_{23}^2 Q_2 Q_3 + K_{34}^2 Q_3 Q_{4L})^2} \cdot \frac{Q_{4L}}{Q_L}. \quad (3.31)$$

O problema encontrado no sistema de WPT ativada por acoplamento indutivo ressonante de duas bobinas (figura 3.7), foi que para um dado conjunto de valores de Q_2 , Q_3 e k_{23} , a PTE ótima só poderia ser alcançada para uma determinada carga $R_{L,PTE}$, que pode ser distante da R_L desejada, sendo esta mais dependente da aplicação. Porém, no sistema com três bobinas, L_3 , L_4 e M_{34} (figura 3.10) podem desempenhar o papel de um circuito de adaptação de impedâncias, que pode converter qualquer R_L arbitrária em $R_{L,PTE}$. Isto é equivalente a ter um fator de qualidade de carga $Q_L = Q_{L,PTE}$ no circuito secundário de um sistema de duas bobinas, já definido em (3.20). A $Q_{L,PTE}$ ótima também é ajustável com k_{34} , como apresentado na figura 3.11, onde a PTE ótima foi mantida para o sistema de três bobinas em uma ampla faixa de R_L (10Ω - $1 \text{ k}\Omega$). Por outro lado, com um sistema de duas bobinas a PTE ótima foi conseguida em condições semelhantes apenas para uma $R_{L,PTE}$ específica, $R_{L,PTE} = 200 \Omega$, que satisfaz (3.20). Para transmissão de energia indutiva ressonante de curta distância, onde k_{23} é grande, o sistema de duas bobinas requer $Q_{L,PTE}$ menor, de acordo com (3.20), sendo isto relativamente fácil de conseguir. Assim, uma ligação convencional de duas bobinas, devidamente projetada, pode estar muito próxima das condições ótimas [8].

O modelo de circuito de acoplamento indutivo ressonante de quatro bobinas, que compreende o excitador e as bobinas primárias, L_1 e L_2 , no circuito Tx e as

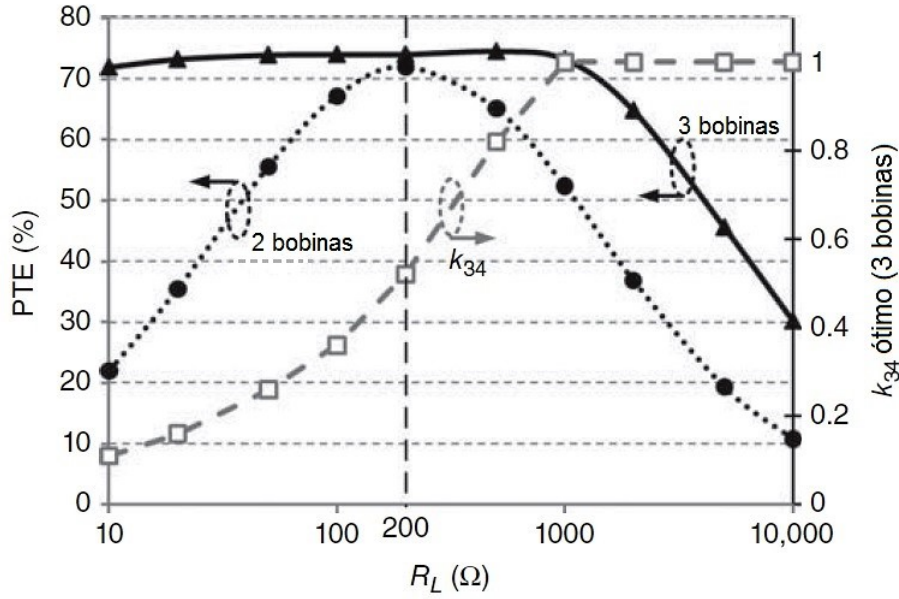


Figura 3.11: Ajuste de k_{34} para manter PTE ótima em sistema de três bobinas vs. R_L . O sistema de duas bobinas só alcança PTE ótima para uma R_L específica, $R_L = 200 \Omega$, que satisfaz a equação (3.20) (valores de parâmetro: $L_2 = 0.9 \mu H$, $L_3 = L_4 = 0.4 \mu H$, $Q_2 = 255$, $Q_3 = Q_4 = 177$, $k_{23} = 0.03$) [8]

bobinas secundária e de carga, L_3 e L_4 , no circuito Rx, está ilustrado na figura 3.12.

Semelhante ao sistema de três bobinas, a PTE e PDL desta ligação podem ser encontradas a partir de [8]

$$\eta_{4-coil} = \frac{(k_{12}^2 Q_1 Q_2) (k_{23}^2 Q_2 Q_3) (k_{34}^2 Q_3 Q_{4L})}{[(1 + k_{12}^2 Q_1 Q_2) (1 + k_{34}^2 Q_3 Q_{4L}) + k_{23}^2 Q_2 Q_3] [1 + k_{23}^2 Q_2 Q_3 + k_{34}^2 Q_3 Q_{4L}]} \cdot \frac{Q_{4L}}{Q_L}, \quad (3.32)$$

$$P_{L,4-coil} = \frac{V_s^2}{2(R_s + R_1)} \frac{(k_{12}^2 Q_1 Q_2) (k_{23}^2 Q_2 Q_3) (k_{34}^2 Q_3 Q_{4L})}{[(1 + k_{12}^2 Q_1 Q_2) (1 + k_{34}^2 Q_3 Q_{4L}) + k_{23}^2 Q_2 Q_3]^2} \cdot \frac{Q_{4L}}{Q_L}. \quad (3.33)$$

O sistema de quatro bobinas também possui a vantagem da correspondência de carga no lado Rx, similar ao sistema de três bobinas, usando k_{34} . Porém, no sistema de quatro bobinas é também utilizada uma bobina de acionamento, a fim de desacoplar a ligação indutiva livremente acoplada $L_2 - L_3$ de R_s e, por consequência, maximizar Q_2 , dado que a PTE entre L_2 e L_3 é o fator dominante

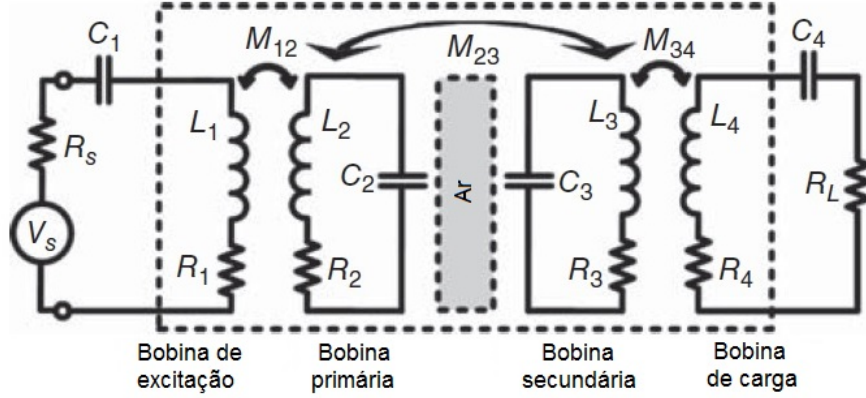


Figura 3.12: Circuito modelo de um acoplamento indutivo com quatro bobinas [8]

na determinação da PTE total do sistema de quatro bobinas em uma grande distância de acoplamento d_{23} [8].

A impedância total refletida em L_2 , com base em (3.23), reduz o fator de qualidade de L_2 de $Q_2 = \omega_0 L_2 / R_2$ para

$$Q_{2L} = \frac{Q_2}{1 + k_{23}^2 Q_2 Q_{3L}}. \quad (3.34)$$

De acordo com (3.34) e (3.25) pode-se concluir que um forte acoplamento entre L_2 e L_3 , isto é, um k_{23} elevado, reduz Q_{2L} e consequentemente η_{12} , que é a PTE entre L_1 e L_2 . Sendo assim, η_{12} reduzirá significativamente a pequenas distâncias de acoplamento se k_{12} não for suficientemente grande. Para evitar esse problema, k_{12} deve ser mantido grande, o que de acordo com (3.23) resulta em um grande carregamento refletido em L_1 . Isto pode reduzir a potência disponibilizada pela fonte, segundo (3.27), a menos que V_s seja aumentada [8].

Uma das maiores vantagens desse método em relação ao acoplamento indutivo não-ressonante é que materiais comuns não interagem com o campo magnético. Assim, objetos que se coloquem entre o emissor e o recetor não influenciam significativamente na transferência de energia. O mesmo é válido para os tecidos do corpo humano, o que resulta em baixos riscos para a saúde [42].

Este método de WPT ganhou grande atenção em 2007, quando um grupo de pesquisa liderado por Marin Soljačić, professor assistente de física do Instituto de Tecnologia de Massachusetts (MIT), executou um experimento no qual, usando duas bobinas auto-ressonantes com 30 cm de raio cada uma e alto fator de qualidade ($Q = 950$), operando a uma frequência de cerca de 9.9 MHz, transmitiu uma potência de 60 W a dois metros de distância, acendendo, com sucesso, uma



Figura 3.13: Veículo híbrido eletricamente recarregável da montadora *Toyota Motor Corporation*, desenvolvido em parceria com *WiTricity* [10]

lâmpada [45, 56, 58]. Essa técnica ficou conhecida como “witricity” (abreviação de *wireless electricity*), que também é a marca registrada *WiTricity, Inc.* [43, 59].

O acoplamento indutivo ressoante tem possibilitado o desenvolvimento de diversos dispositivos alimentados por transferência de energia sem fios, como veículos elétricos, equipamentos eletrônicos de consumo, implantes biomédicos, robôs, entre outros [51, 60].

3.1.3 Acoplamento capacitivo

Um sistema WPT baseado em acoplamento capacitivo, diferente de um sistema fundamentado em acoplamento indutivo, utiliza um campo elétrico para transferir energia entre o emissor e o recetor. Para ter um pleno funcionamento, este método de transferência de energia sem fios deve ser constituído por uma fonte de tensão alternada de alta frequência, uma interface de acoplamento capacitivo formada por pares de placas condutoras de acoplamento, tais como placas revestidas de cobre ou chapas de alumínio, e uma carga, ou seja, o dispositivo que será alimentado [11].

A tensão alternada aplicada à placa transmissora gera um campo elétrico oscilante que, ao entrar em contacto com a placa recetora, induz um potencial alternado nesta devido à indução eletrostática, fazendo com que uma corrente alternada flua na carga [61].

Tradicionalmente, o acoplamento capacitivo é modelado como dois condensadores, C_{S1} e C_{S2} , como representado na figura 3.15(a), onde V_P e V_S indicam a tensão de entrada e a tensão de saída das placas de acoplamento capacitivo,

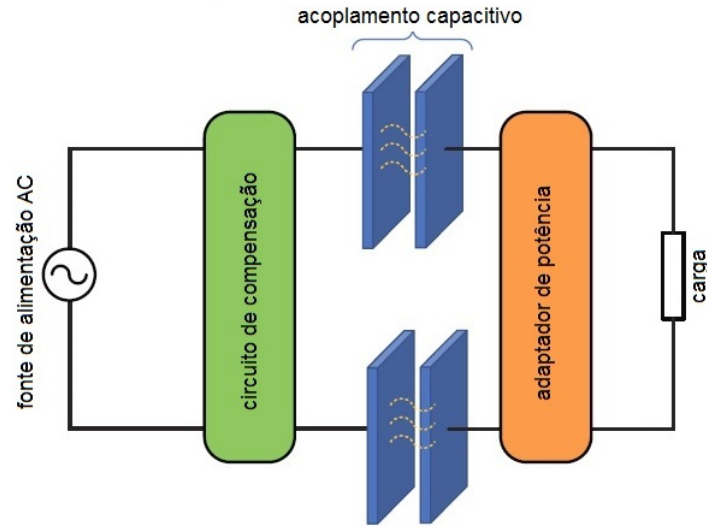


Figura 3.14: Diagrama genérico de um sistema de transferência de energia sem fios através de acoplamento capacitivo [11]

respetivamente. Este modelo apresenta dois grandes problemas. O primeiro está relacionado ao facto de que os componentes do circuito que estão antes do acoplamento (lado primário) e aqueles após o acoplamento (lado secundário) não podem ser analisados separadamente, uma vez que são conectados pelos condensadores equivalentes de acoplamento. O segundo é que, embora o modelo seja adequado em aplicações baseadas em estruturas de acoplamento de placas paralelas, como pode ser visto na figura 3.14, o sistema torna-se de difícil análise quando as placas de acoplamento não estão exatamente em paralelo. Neste caso, podem ser formados até seis diferentes condensadores devido ao acoplamento cruzado [12], como pode ser visto na figura 3.15(b).

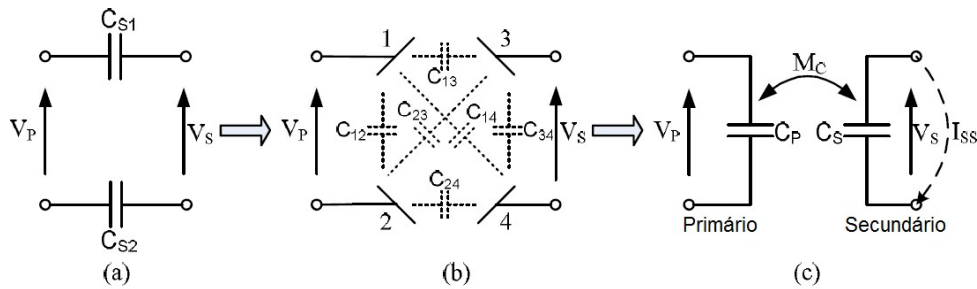


Figura 3.15: Circuito representativo do modelo de acoplamento capacitivo. (a) Modelo de acoplamento capacitivo normal. (b) Condensadores mútuos entre as placas. (c) Modelo de acoplamento generalizado [12]

Uma vez que as placas 1 e 2 estão sempre ligadas a V_P e as placas 3 e 4 liga-

das a V_S , independentemente da forma como a geometria do acoplamento varia, é proposto um modelo de acoplamento generalizado, como apresentado na figura 3.15(c). Como pode ser observado, todo o sistema de WPT ativado por acoplamento capacitivo está agora dividido em uma parte primária e uma secundária, onde a capacitância primária C_P , a capacitância mútua M_C e a capacitância secundária C_S são dadas por [12]:

$$C_P = C_{12}, \quad (3.35)$$

$$M_C = f(C_{13}, C_{24}, C_{23}, C_{14}), \quad (3.36)$$

$$C_S = C_{34}. \quad (3.37)$$

Assim, C_P e C_S podem ser obtidos através de simples medições feitas com o uso de um medidor LCR. No entanto, o valor de M_C não pode ser facilmente referido sem uma análise complexa da distribuição do campo elétrico, uma vez que M_C é gerado pelos acoplamentos cruzados de quatro condensadores diferentes. A determinação deste parâmetro é possível a partir da aferição da corrente de curto-circuito I_{SS} no lado secundário, mostrado na figura 3.15(c),

$$M_C = \frac{I_{SS}}{j\omega V_P}, \quad (3.38)$$

onde ω é a frequência angular do sistema [12].

Sob condições de estado estacionário, a corrente de deslocamento induzida no recetor é vista como uma fonte de corrente alternada em paralelo com o condensador secundário C_S , desde que a tensão de entrada V_P seja constante. Portanto, um circuito equivalente de Norton do lado secundário pode ser obtido, podendo ser adicionalmente transformado num circuito equivalente de Thévenin [12], como mostrado, respetivamente, na figura 3.16(a) e 3.16(b).

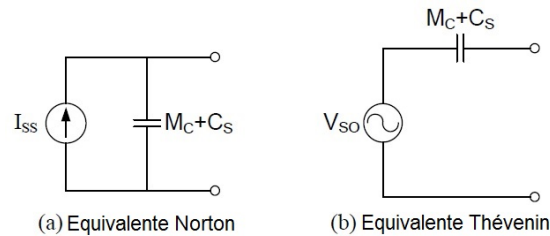


Figura 3.16: Circuito equivalente recetor: (a) Norton (b) Thévenin [12]

A variável V_{SO} , na figura 3.16(b), é a tensão de circuito aberto no lado secundário, sendo expressa por [12]

$$V_{SO} = \frac{I_{SS}}{j\omega(M_C + C_S)} = \frac{M_C}{M_C + C_S} V_P. \quad (3.39)$$

No lado primário, a corrente de deslocamento refletida é também uma fonte de corrente alternada constante I_P , em paralelo com o condensador primário C_P , representada por [12]

$$I_P = -j\omega M_C V_S. \quad (3.40)$$

De acordo com (3.38) e (3.40), o modelo completo de acoplamento capacitivo pode ser representado pela figura 3.17 [12].

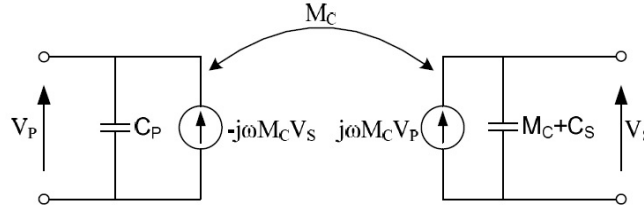


Figura 3.17: Modelo completo de acoplamento capacitivo [12]

Sem qualquer compensação para a capacitância de acoplamento equivalente, a potência teórica máxima de saída do recetor pode ser dada por [12]

$$P_m = \frac{1}{2} V_{SO} I_{SS} = \frac{1}{2} \omega \frac{M_C^2}{M_C + C_S} V_P^2. \quad (3.41)$$

Na prática, a potência de saída precisa ser maximizada, para que assim atinja o nível requerido. Portanto, um indutor de compensação deve ser adicionado, em série ou paralelo, ao circuito de receção. Se o fator de qualidade sintonizado é Q , então a potência de saída é dada por [12]

$$P_M = Q V_{SO} I_{SS} = Q \omega \frac{M_C^2}{M_C + C_S} V_P^2. \quad (3.42)$$

É importante notar que o indutor de sintonia deve compensar não apenas a capacitância secundária C_S , mas também a capacitância mútua M_C , visto que o efeito de M_C é geralmente maior do que o de C_S em um sistema de WPT ativado por acoplamento capacitivo [12].

De acordo com a teoria da rede [62], o circuito π equivalente do modelo de acoplamento pode ser mostrado na figura 3.18, onde R representa a resistência de carga.

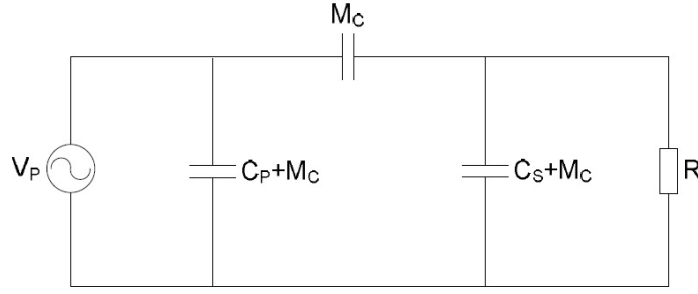


Figura 3.18: Circuito π equivalente do modelo completo do acoplamento capacitivo [12]

A relação entre a energia elétrica acoplada e a energia armazenada nos condensadores primários e secundários não acoplados é conhecida como coeficiente de acoplamento k_E , sendo este expresso por [12]

$$k_E = \frac{M_C}{\sqrt{C_P C_S}}. \quad (3.43)$$

Embora a partir de k_E a energia acoplada desse tipo de sistema possa ser prevista, este parâmetro é inconveniente em projetos práticos. Em primeiro lugar, o valor de k_E não é óbvio, pois varia entre zero (quando as placas secundárias estão perpendiculares às placas primárias) e infinito (quando as placas secundárias estão em paralelo e muito próximas das placas primárias). Em segundo lugar, diferentes geometrias de receção podem ter o mesmo k_E , enquanto que, por outro lado, um mesmo recetor pode ter diferentes k_E , devido às diferentes áreas de acoplamento possíveis. Assim, k_E não permite uma comparação eficiente de diferentes acoplamentos de captação. Nesta perspectiva, estudos como [11] e [12] propõem um novo termo, a fim de facilitar a análise do desempenho de diferentes recetores.

Levando a equação (3.39) em consideração, o valor de V_{SO} varia de zero a V_P , dependendo da razão entre M_C e C_S . Portanto, o novo fator de acoplamento, k_C , é definido como

$$k_C = \frac{M_C}{M_C + C_S}. \quad (3.44)$$

Considerando que a área das placas primárias é maior que a das placas secundárias, M_C e C_S serão diretamente proporcionais apenas à área das placas secundárias. Assim, k_C é determinado principalmente pela geometria 2D e diferenças de material dielétrico de cada recetor, porém independente das áreas das placas primárias ou secundárias.

Colocando (3.39) em (3.43), k_C pode ainda ser expresso por:

$$k_C = \frac{V_{SO}}{V_P}. \quad (3.45)$$

Como pode ser observado na equação acima, k_C realmente reflete o grau de acoplamento do campo elétrico entre o circuito primário e o secundário, representando a percentagem da tensão de entrada que é transferida para a saída. Desta forma, k_C estará sempre entre 0 (condição desacoplada) e 1 (condição perfeitamente acoplada).

Como num condensador de placas paralelas a capacitância é diretamente proporcional à área de superfície das placas condutoras e inversamente proporcional à distância de separação entre as mesmas [42], este método, ao fundamentar-se nessa propriedade, acaba por ter sua eficiência limitada e uma baixa transferência de potência [45]. Por exemplo, um par de placas quadradas com dimensão de 10 cm \times 10 cm a uma distância de 0.15 mm, tendo o ar como dielétrico, atinge apenas 500 pF [61], sendo este um valor baixo para capacitância de interface.

Este método de transferência de energia sem fios, quando comparado com o sistema que utiliza acoplamento indutivo, é mais tolerante a desalinhamento entre emissor e recetor, mas é muito menos utilizado. A sua baixa popularidade deve-se ao facto de que, para que a transmissão de energia seja possível, é necessário ter uma força de campo relativamente elevada, o que resulta em potenciais de alta tensão e riscos para a saúde humana [44]. Apesar disto, o facto de ser capaz de transmitir energia através de barreiras metálicas torna-o de extrema utilidade em algumas circunstâncias [11]. Sendo assim, suas aplicações mais comuns são em alimentação de sensores, pequenos robôs e equipamentos que empregam cartões inteligentes [45].

3.2 Transferência por campo distante

A transferência por campo distante é considerada do tipo radiativo, e sua propagação vai desde uma distância igual a dois comprimentos de onda em relação ao emissor, até o infinito. Ao atingir os dois comprimentos de onda, o campo elétrico e o campo magnético se unem, ficando em paralelo entre si e paralelos ao sentido de propagação, formando uma onda eletromagnética. Neste método de transferência de energia sem fios, a força de campo decai muito mais devagar do que no método de transferência por campo próximo, ou seja, a potência emitida decai com o inverso do quadrado da distância ($1/d^2$) [43, 44].

Enquanto a transferência por campo próximo se utiliza de baixas frequências para conseguir transmitir grandes quantidades de potência a curtas distâncias, a transferência por campo distante utiliza altas frequências para transmitir pequenas quantidades de potência a longas distâncias [44]. Sendo assim, este método

envolve tipicamente energia eletromagnética por feixe, como micro-ondas e laser [6, 45].

3.2.1 Micro-ondas

A transferência de energia sem fios feita a partir de micro-ondas (*Microwave Power Transfer* - MPT) tem sido impulsionada principalmente pelo desejo de se carregar remotamente veículos aéreos não tripulados (*Unmanned Aerial Vehicles* - UAV) e pelo conceito de energia solar espacial (*Space Solar Power* - SSP) [14, 63].

Neste método é conveniente dividir o sistema em três elementos principais, cada um identificado como uma tecnologia separada, mas que se unem em suas interfaces físicas no sistema, sendo eles a conversão da potência DC para potência de micro-ondas, transferência da potência de micro-ondas da saída do transmissor para o recetor e a recolha e retificação da potência de micro-ondas no recetor. Esses elementos e sua relação determinam a capacidade de gestão de potência e a eficiência global do sistema [64, 65].

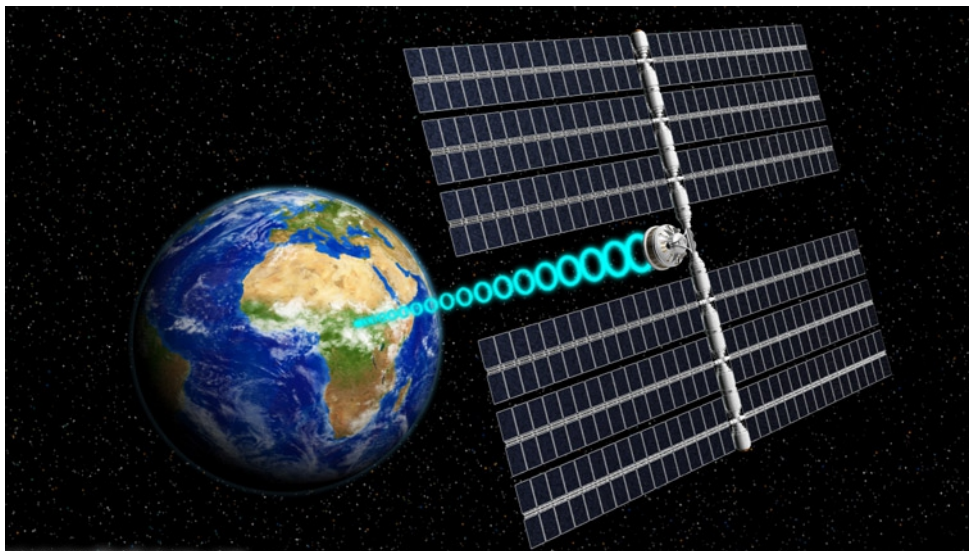


Figura 3.19: Conceito da SSP [13]

Em sistemas MPT, a antena transmissora é normalmente uma antena refletora de alto ganho, uma antena em formato de corneta ou um grande arranjo constituído por vários elementos individuais. Historicamente, a unidade recetora desse tipo de sistema WPT tem sido um conjunto de rectenas (antenas retificadoras) dispostas em cascata. Cada uma dessas rectenas é a combinação de uma antena recetora e um circuito retificador [14].

Para conseguir uma transferência máxima de energia de micro-ondas do emissor para o recetor, a antena de transmissão deve ser elaborada de modo que seus

lóbulos laterais sejam reduzidos para os níveis mais baixos aceitáveis, assim como garantir uma largura de feixe apropriada, que mantenha as perdas por vazamento (*spillover*) a níveis mínimos. No passado, os refletores de alto ganho e as antenas em formato de corneta eram utilizados para transmitir grandes quantidades de energia. Entretanto, os sistemas modernos exigem arranjos eletronicamente dirigidos em fase para que haja uma maior flexibilidade em manter o feixe de micro-ondas no alvo [14].

Para que um sistema SSP funcione, é necessário que vários magnetrons sejam acoplados aos arranjos e sub-arranjos de antenas de transmissão, sendo estes equipamentos os responsáveis pela conversão das saídas DC de alta tensão das células solares em energia de micro-ondas. As localizações dos magnetrons são determinadas pelo plano mais alto de nível de potência dos vários sub-arranjos. Considerando que todos os magnetrons são equivalentes, colocar um em cada sub-arranjo resulta em um arranjo completamente uniforme, o que ocasiona lóbulos laterais de 13 dB. Porém, para que o afunilamento seja possível, os magnetrons precisam ser posicionados de maneira não uniforme. Por exemplo, o sub-arranjo mais ao centro do sistema pode ser acoplado a um magnetron individual, no entanto, sub-arranjos que se localizam a grandes distâncias do centro precisam ser agrupados de várias maneiras para que então possam ser conectados a um único magnetron. Este esquema de disposição de equipamento é de grande importância, pois assim é possível realizar a distribuição “abobadada” de potência através da abertura. Tendo isto em mente, ajusta-se o tamanho total da abertura de transmissão com base no ganho de transmissão desejado e nas larguras de feixe necessárias para evitar perdas de *spillover* desnecessárias [14].

Definido o esquema das antenas transmissoras, deve-se então analisar a transmissão em espaço livre. Uma configuração típica de MPT é apresentada na figura 3.20, para que se possa compreender melhor o funcionamento desse sistema WPT.

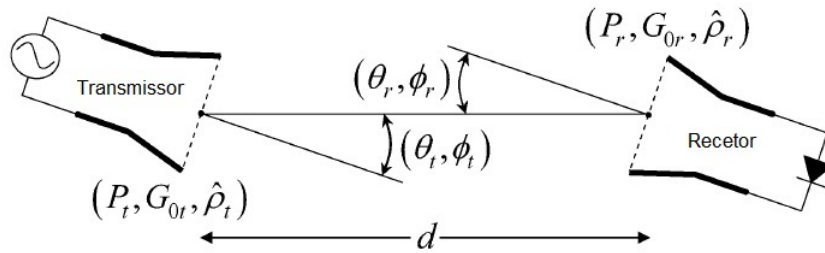


Figura 3.20: Representação geométrica de uma configuração típica de MPT [14]

A potência recebida pela antena recetora (em watts), com base na equação

de transmissão em espaço livre de Friss, é

$$P_r = P_t \left(\frac{\lambda_0}{4\pi d} \right)^2 G_t(\theta_t, \phi_t) G_r(\theta_r, \phi_r) \times |\hat{\rho}_t \cdot \hat{\rho}_r^*|^2 \left(10^{\frac{L_a(z)}{10}} \right) \left(10^{\frac{L_{ra}(t)}{10}} \right), \quad (3.46)$$

onde P_t é a fonte da tensão transmitida, λ_0 é o comprimento de onda da energia em espaço livre na frequência de operação f , e d é a distância que separa os pontos médios de centro de fase das aberturas das antenas de transmissão e de recepção. A expressão $(\lambda_0/4\pi d)^2$ representa a perda de percurso entre as duas antenas, independentemente das condições atmosféricas. As variáveis G_t e G_r são os ganhos mensuráveis das antenas nas direções orientadas (θ_t, ϕ_t) e (θ_r, ϕ_r) , respetivamente. Os símbolos θ_t e θ_r representam os ângulos de elevação, e ϕ_t e ϕ_r os ângulos de azimute das antenas de transmissão e recepção, respetivamente. Se ambas antenas tiverem o ganho de pico da abertura do arranjo (normal ao plano de abertura), então a máxima transferência de potência ocorrerá se $\theta_t = \theta_r = 0^\circ$ [14].

A incompatibilidade de polarização do sistema é calculada por

$$|\hat{\rho}_t \cdot \hat{\rho}_r^*| = |\cos \psi_p|^2, \quad (3.47)$$

onde $\hat{\rho}_t$ e $\hat{\rho}_r$ são as polarizações das antenas transmissora e recetora, respetivamente, e ψ_p é o ângulo entre os seus vetores de polarização correspondentes, de unidade ϕ . Para evitar a incompatibilidade de polarização utilizando antenas LP, ϕ_t e ϕ_r devem ser tais que os vetores de campo elétrico, harmónicos no tempo, de cada antena sejam colineares. Este possível problema de incompatibilidade de polarização pode ser evitado fazendo ambas as antenas CP. A polarização circular também evita os efeitos da despolarização causados pela rotação de polarização do vetor de campo elétrico da energia de micro-ondas, à medida que se propaga através da atmosfera. A despolarização é causada principalmente pela água presente na rota de propagação, tornando-se um problema sério durante a precipitação [14].

Outra consideração importante que deve ser feita num projeto de MPT é a atenuação atmosférica. Esta é causada pela presença de oxigénio e água na atmosfera em condições normais, sendo que tende a aumentar à medida que a distância vertical z do sistema em relação à Terra aumenta. Este parâmetro é denotado por $L_a(z)$, pois assim reflete sua dependência em relação à altura em que o sistema WPT se localiza. Outros gases, como o dióxido de carbono, podem contribuir para a atenuação, mas o oxigénio e a água dominam devido a sua prevalência [14].

A escolha da frequência de operação para um sistema de transmissão de energia sem fios através de micro-ondas é parcialmente controlada pela absorção atmosférica. Desta forma, para o desenvolvimento dos sistemas MPT, foram escolhidas as bandas de frequência industriais, científicas e médicas (ISM) de 2.45 GHz e 5.8 GHz. Esta decisão foi tomada pois nestas frequências a atenuação é baixa se comparada com a atenuação em frequências mais altas, além de proporcionar tamanhos razoáveis para as antenas emissoras e recetoras. Além disso, as faixas ISM são permitidas pela Comissão Federal de Comunicações dos EUA para usos particulares [14].

Além dos fatores já mencionados, o mau tempo piora também a transmissão de energia, já que adiciona quantidades variáveis de atenuação ao sinal. A perda por atenuação, em decibéis, devido à precipitação é

$$\begin{aligned}
 L_{ra}(t) &= \int_0^{d(t)} a [A(z, t)]^b dz \\
 a &= \begin{cases} 4.21 \times 10^{-5} f^{2.42}, & 2.9 \leq f \leq 54 \text{ GHz} \\ 4.09 \times 10^{-2} f^{0.699}, & 54 \leq f \leq 180 \text{ GHz} \end{cases} \\
 b &= \begin{cases} 1.41 f^{-0.0779}, & 8.5 \leq f \leq 25 \text{ GHz} \\ 2.63 f^{-0.272}, & 25 \leq f \leq 164 \text{ GHz} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{3.48}$$

onde $d(t)$ é a parte do caminho dependente do tempo, entre as antenas emissoras e recetoras, que contém a chuva. A variável $A(z, t)$ é a quantidade de precipitação, em milímetros por hora, no tempo t , a uma distância z km ao longo do percurso, medida a partir do solo. Estes problemas de atenuação atmosférica podem enfraquecer muito a eficiência de um sistema MPT. Em um ambiente de laboratório seco, onde d não ultrapassa o campo distante do emissor, tanto $L_a(z)$ quanto $L_{ra}(t)$ podem ser negligenciados por (3.46) [14].

Como passo seguinte neste sistema WPT, tem-se a receção da energia de micro-ondas pelas rectenas. O esquema de uma rectena básica é ilustrado na figura 3.21(a). Para mostrar os correspondentes componentes da rectena gravados num substrato impresso, uma foto de uma rectena LP real é mostrada na figura 3.21(b).

Esta rectena é utilizada para capturar a energia RF incidente de frequência f . Tal energia é então aplicada a um filtro de rejeição harmónica de perda mínima e a um diodo Schottky, onde é retificada, ou seja, convertida em energia DC. A energia DC é então aplicada a um filtro de derivação de corrente contínua (filtro *bypass*), fazendo com que surja uma tensão V_D através da resistência de carga R_L . As demais energias nas diversas frequência harmónicas $2f, 3f, \dots$, criadas a partir do processo não-linear do diodo Schottky, são refletidas, tanto pelo filtro de

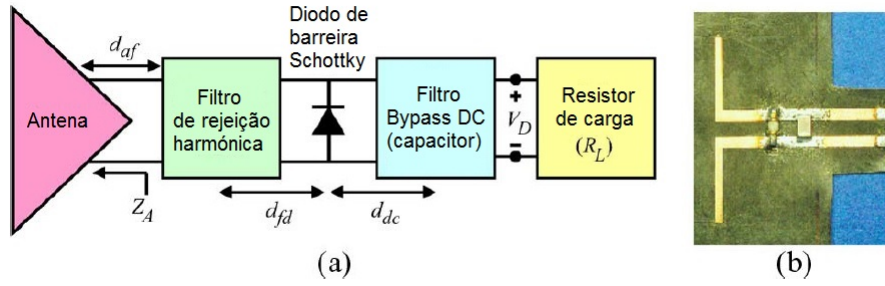


Figura 3.21: (a) Esquema de uma rectena com os espaçamentos apropriados entre os componentes. (b) Fotografia de uma rectena de dipolo LP. Tiras de cobre (não visíveis na imagem) são gravadas na parte traseira do substrato, entre o dipolo e o diodo, para formar o filtro de rejeição harmónica. Um chip capacitor forma um filtro de passagem DC. O resistor de carga não é mostrado [14]

rejeição harmónica quanto pelo filtro *bypass*, de volta para o diodo. Este efeito de “aprisionamento” resulta em uma mescla adicional das frequências harmónicas e, em última análise, na geração de mais energia DC. O filtro de rejeição harmónica é também responsável por manter a energia harmónica indesejada de reradiação dentro do espaço livre através da antena. Se a reradiação for permitida, esta energia harmónica pode interferir em vários dispositivos eletrónicos próximos à rectena que operem na mesma banda de frequências. Algumas frequências fundamentais, ao passarem pelo filtro de rejeição harmónica, são perdidas para a antena por reradiação. No entanto, estas perdas têm se mostrado mínimas, uma vez que os diodos Schottky atualmente utilizados têm eficiência de conversão de RF para DC muito altas (na ordem de 80%) [14].

Em projetos antigos, os filtros passa-baixo eram utilizados para suprimir a energia harmónica, tendo perdas muito baixas. Porém, nos projetos mais recentes, filtros rejeita-banda são utilizados de modo a proporcionar uma supressão harmónica muito maior, mantendo a baixa perda na banda passante. Além disso, o filtro de rejeição harmónica é projetado para fazer a equivalência entre a parte real da impedância do diodo e a impedância de entrada Z_A da antena. O filtro de derivação de corrente contínua também possui dois propósitos adicionais. Em primeiro lugar, atuando como um *stub* em curto-circuito para sintonização, ajusta a reactância do diodo Schottky com base na posição do filtro *bypass* no circuito da rectena. Em segundo lugar, bloqueia quaisquer sinais RF ($f, 2f, 3f, \dots$), impedindo-os de atingir a carga resistiva. Isto permite que a tensão DC sobre o resistor de carga fique nivelada com a mínima variação da amplitude em relação ao tempo [14].

Para que a SSP seja possível é necessário que seja colocada em uma órbita geoestacionária uma constelação de satélites de energia solar (*Solar Power Satellites*

- SPS), ou seja, a aproximadamente 36000 km acima da Terra, a fim de capturar a energia do Sol usando matrizes de células solares [38]. Tais satélites, cada um medindo vários quilómetros de diâmetro, devem ser colocados nesta órbita pois assim ficam em contacto com a luz solar durante 99% do tempo, significando que a potência necessária pode ser gerada e distribuída até mesmo durante a noite, o que não ocorre com as células solares situadas na superfície terrestre. Outra vantagem relaciona-se ao facto de que, as camadas atmosféricas da Terra rejeitam e/ou absorvem quantidades variáveis de potência, dependendo da frequência contida no espectro da energia solar incidente. Ao colocar os painéis de coleta fora da atmosfera, essa rejeição e absorção torna-se insignificante, com exceção da energia que deve ser transmitida a partir dos SPS. [14].

Para a população mundial, dois dos maiores benefícios proporcionados pela SSP dizem respeito ao facto de este método de transmissão de energia sem fios ser considerado como uma fonte de energia limpa e ser capaz de entregar energia até mesmo aos locais mais remotos [14]. No entanto, algumas razões dificultam seu desenvolvimento comercial, sendo uma delas a proibição da utilização de certas frequências necessárias para a transmissão, já que estas geram riscos para a saúde humana [45, 63].

Além desta aplicação e dos UAV, a transferência de energia sem fios a partir de micro-ondas também tem sido estudada para a utilização em robôs responsáveis pela verificação de ambientes perigosos, como ambientes contaminados, e na alimentação de sondas espaciais [14].

3.2.2 Laser

Laser (acrônimo de *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*, em português amplificação de luz por emissão estimulada de radiação) é um dispositivo que emite luz (radiação eletromagnética) através de um processo de amplificação óptica baseado na emissão estimulada de fótons [42].

A princípio, os sistemas de transferência de energia sem fios baseados neste tipo de dispositivo são muito semelhantes à WPT feita a partir de micro-ondas. A fonte de energia (solar ou elétrica) é convertida em um emissor ou uma matriz de emissores responsável por gerar a radiação eletromagnética direcional, sendo esta posteriormente absorvida por um recetor, que deve então transformar essa energia de volta em eletricidade [45].

A principal diferença entre estes dois métodos está relacionada com os comprimentos de onda utilizados. Enquanto uma boa parte dos sistemas WPT depende de frequências de micro-ondas de 2.45 GHz ou 5.8 GHz (0.12 m - 0.05 m; ambas na banda de frequências ISM) para realizar a transmissão, a transmissão de energia sem fios por laser aproveita a janela de transparência atmosférica no espectro de frequência visível ou próximo ao infravermelho [15].

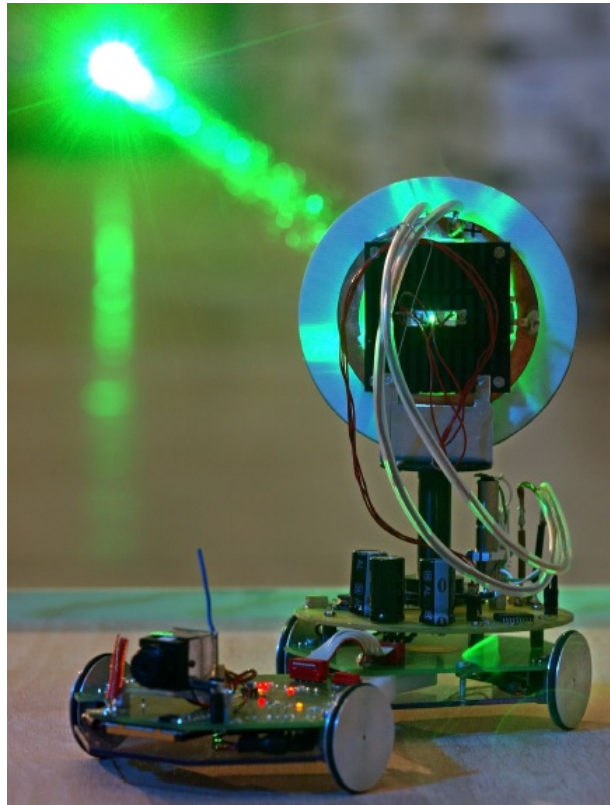


Figura 3.22: Rover autónomo alimentado por transferência de energia sem fios através de laser [15]

As cinco ordens de diferença de magnitude de frequência determinam o dimensionamento dos dispositivos emissores e recetores, bem como, de acordo com os princípios óticos padrão, a densidade de energia do feixe de transmissão. Semelhante à mais alta taxa de dados possível a partir de ligações óticas de dados, vista na figura 3.24, a WPT por laser permite densidades de energia muito mais elevadas, um foco mais estreito do feixe e diâmetros menores para as antenas emissoras e recetoras se comparada com a MPT [15].

Os laser geram radiação eletromagnética de fase coerente em frequências óticas e infravermelhas a partir de fontes externas de energia, bombeando preferencialmente estados excitados de um “lasant” (material que ao ser estimulado produz luz laser [66]), para assim criar uma inversão na distribuição normal de estados de energia. Fótons de uma frequência específica, irradiados por emissão estimulada, entram em uma cavidade ótica ressonante, onde são amplificados como ondas estacionárias. Os conversores DC-laser mais eficientes são os diodos laser de estado sólido, comercialmente empregados na comunicação por fibra ótica e na comunicação por laser em espaço livre. No entanto, estes laser convencionais de estado sólido, ou até mesmo de gás, dependem do uso de energia elétrica para

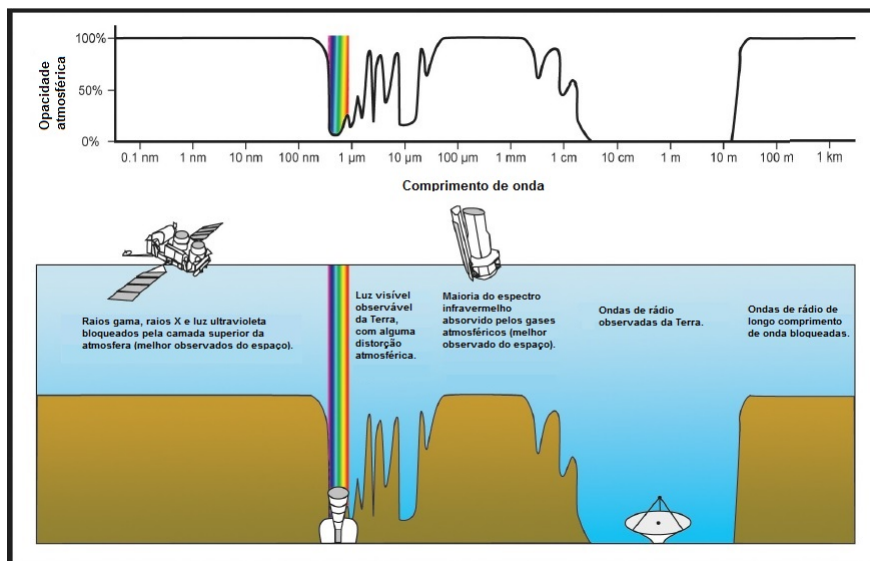


Figura 3.23: Transmissão e absorção na atmosfera terrestre [15]

gerar oscilações de laser, sendo que a geração de eletricidade no espaço implica automaticamente em uma perda de aproximadamente 60% no nível de eficiência do sistema. Desta forma, a geração de laser por bombeamento solar direto tem grande vantagem em relação aos laser tradicionais. Para gerar um feixe de laser por bombeamento solar direto, a energia solar precisa ser concentrada antes de ser introduzida no meio laser. Sendo assim, para se obter a taxa de concentração requerida, deve-se levar em consideração o tamanho do meio laser, a taxa de absorção de energia e o parâmetro de choque térmico (sensibilidade do material em relação ao stress interno causado por um gradiente térmico) [15].

À primeira vista, todos os laser podem ser utilizados para transmitir energia. Porém, existem algumas restrições que devem ser levadas em consideração, como a eficiência do processo de geração do feixe de laser e a eficiência dos processos de absorção e de conversão da energia laser em energia elétrica. Especificamente para laser de bombeamento solar direto, existem vários tipos de materiais adequados para utilização como meio laser. Do ponto de vista de resistência ao stress térmico, safira apresenta-se como o material ideal para o meio laser. Uma vez que os cristais de safira são muito difíceis de se produzir, a maioria dos dispositivos depende dos cristais de laser YAG (granada de ítrio e alumínio). Para estes laser, relativamente às densidades de energia requeridas, são necessárias taxas de compressão de energia solar de algumas centenas de vezes [15].

Os especialistas em laser terrestres de bombeamento solar geralmente dividem estes laser em duas categorias: de bombeamento direto e de bombeamento indireto. Nesta classificação, “bombeamento solar” refere-se ao sol como origem da fonte de energia. Nos laser de bombeamento solar indireto, a energia solar

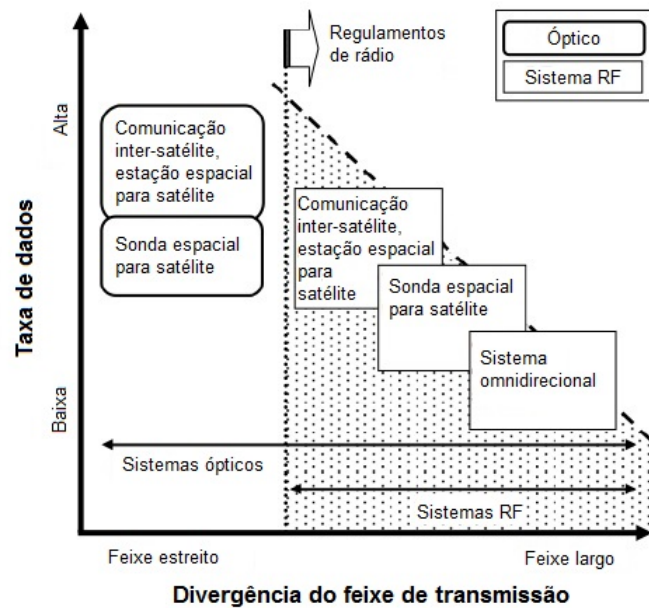


Figura 3.24: Classificação dos sistemas de comunicação por satélite por divergência de feixe e taxa de dados [15]

é primeiramente convertida em eletricidade, através de painéis fotovoltaicos, e então utilizada para inversão de população dentro do meio de ganho. Os laser de bombeamento solar direto usam diretamente a irradiação solar como fonte de energia, injetando-a no meio de ganho de laser. Sob esta classificação, praticamente todos os laser baseados no espaço caem na categoria “laser de bombeamento solar”. Sendo assim, a literatura relacionada a aplicações espaciais geralmente faz a distinção entre laser padrão (laser de bombeamento solar indireto) e laser de bombeamento solar (laser de bombeamento solar direto) [15].

Sabe-se que a exposição aos feixes emitidos pelo laser pode ser nociva à saúde humana, assim, para que se possa fazer uma análise efetiva dos riscos oferecidos por esse tipo de equipamento deve-se levar em consideração diversos fatores, como os limites máximos de exposição permitidos, a classificação do laser e controle de medida do feixe emitido, distância de perigo ocular nominal de visualização direta e requisitos para a densidade óptica de proteção dos olhos e da pele [67].

A transferência de energia sem fios por laser já é utilizada com sucesso em modelos e protótipos de elevador espacial desenvolvidos pela empresa *LaserMotive*, sendo este, ao ser alimentado por um feixe de laser de cerca de 1 kW, capaz de içar 50 kg [45]. Outros pesquisadores utilizaram este mesmo método para acionar um pequeno veículo rover, totalmente independente, como um primeiro passo para o uso desta tecnologia no acionamento de aeronaves e de futuros rovers de superfícies lunares [15].

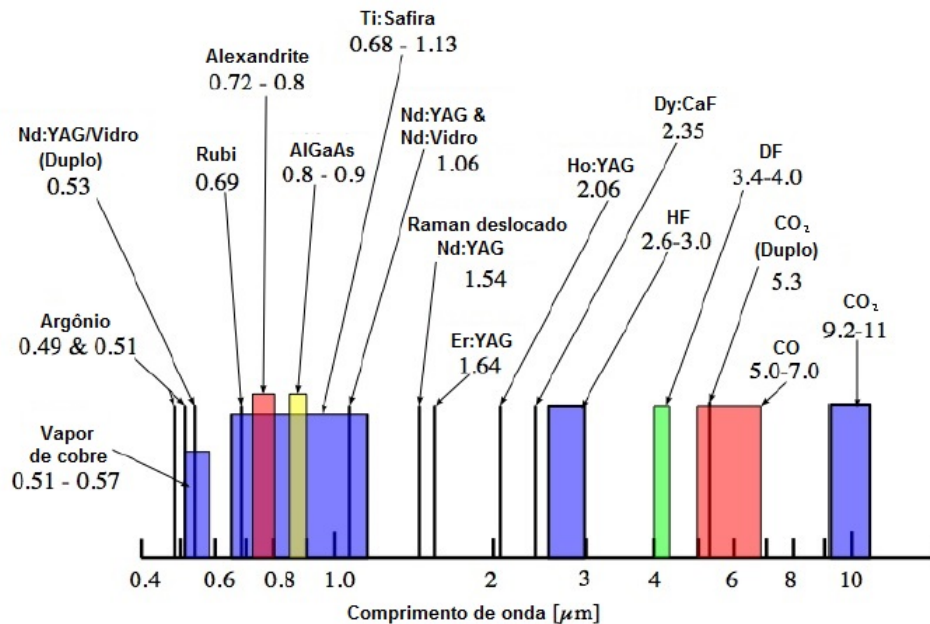


Figura 3.25: Faixa espectral de vários tipos de laser [15]

3.3 Cavidade ressonante

A transferência de energia sem fios ativada por cavidade ressonante possibilita que, quando inseridos em um determinado espaço 3D (com largura, comprimento e altura, e.g., uma caixa de brinquedos, a sala de uma casa ou o escritório de uma empresa), vários dispositivos sejam carregados ao mesmo tempo e com uma maior liberdade de posicionamento, diferentemente dos métodos mais conhecidos aqui já citados [16, 17, 18, 68].

Para que este método possa funcionar é necessário que se estimulem os modos de ressonância magnética natural de uma estrutura metálica com campos eletromagnéticos uniformes de baixo nível, de modo que a energia possa ser eficientemente acoplada a um pequeno recetor colocado dentro da estrutura. Quando um conjunto de recetores é colocado em contacto com uma região de campo eletromagnético uniforme a potência tende a dividir-se de maneira homogênea entre eles, possibilitando a alimentação de todos em simultâneo [69].

Como os ressonadores acoplados à estrutura metálica só compartilham energia eficientemente com objetos da mesma frequência de ressonância, as interações com objetos e materiais comuns são mínimas [17].

Em relação à saúde humana, agências reguladoras, como a FCC (*Federal Communications Commission*), estabelecem limites à exposição dos tecidos à

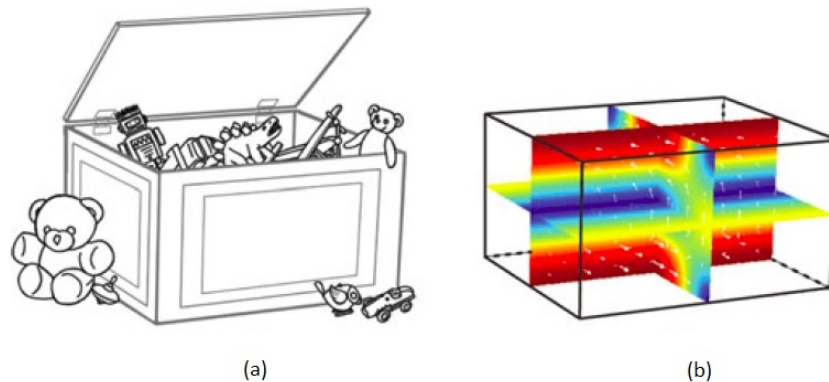


Figura 3.26: (a) Ilustração de uma caixa de brinquedos onde vários brinquedos são recarregados por WPT simultaneamente. (b) Exemplo de um campo padrão de um modo de cavidade ressonante. As setas brancas são vetores de densidade de fluxo magnético e a cor é a magnitude da densidade deste fluxo (vermelho, grande; azul, pequena). Os campos de modo de cavidade se acoplam aos recetores instalados nos brinquedos, fornecendo energia sem fios [16]

energia RF pela taxa específica de absorção (*specific absorption rate* - SAR). Embora existam vários padrões, seguem-se geralmente os limites impostos pelo IEEE para evitar danos ao tecido humano, que são de 10 W/kg para a maior parte do corpo e de 20 W/kg para as extremidades. Sendo assim, manter o sistema abaixo dos limites de SAR assegura a segurança para o utilizador dessa tecnologia [18].

As pesquisas relacionadas a essa técnica de transferência de energia sem fios são relativamente recentes, sendo uma delas o projeto desenvolvido pela equipa de pesquisa da Disney, que teve como objetivo criar uma sala de aproximadamente 55 m³ em que seja possível alimentar vários tipos de dispositivos, como telemóveis, ventiladores e lâmpadas de mesa, simultaneamente [17].

O desenvolvimento matemático que possibilita a implementação deste tipo de sistema de transferência de energia sem fios será apresentado no capítulo 4, demonstrando como as dimensões da cavidade, a frequência utilizada e o fator de qualidade tanto da cavidade quanto do recetor influenciam na eficiência deste sistema.



Figura 3.27: Projeto da equipa de pesquisa da Disney em que é feita alimentação simultânea de vários dispositivos num ambiente que simula uma sala de estar realista [17]

Capítulo 4

Modelação da Cavityde Ressonante

Neste capítulo descreve-se o equacionamento matemático que viabiliza a elaboração de um sistema WPT ativado por cavityde ressonante. Além disso, apresenta-se software computacional que permite realizar a simulação do sistema em questão.

Tradicionalmente, as cavitydes eletromagnéticas ressonantes têm sido utilizadas em filtros de micro-ondas, onde operam de forma semelhante às guias de onda. No entanto, para este método de WPT, a cavityde ressonante é reinterpretada como uma técnica de propósito geral, responsável por gerar ondas eletromagnéticas constantes e uniformes em uma estrutura fechada. A figura 4.1(a) apresenta um diagrama conceptual de uma cavityde ressonante constituída por paredes metálicas, e as figuras 4.1(b) e 4.1(c) exibem as distribuições de campo de dois modos de ressonância da cavityde. O mecanismo para excitar essas ondas estacionárias eletromagnéticas é semelhante ao modo como uma onda estacionária mecânica pode ser imposta a uma corda de guitarra, ou como uma onda de pressão 3D pode ser produzida em uma tambor [16].

A principal percepção que se deve ter em relação a esta técnica de WPT é que a distribuição do campo eletromagnético é definida pelas condições de contorno da estrutura ressonante e pela escolha adequada da frequência, pois é esta a responsável por estimular diferentes modos de ressonância. Por exemplo, considerem-se as ondas constantes de pressão e velocidade produzidas no ar presente dentro da cavityde de um tambor quando seu diafragma é atingido. Neste caso, o diafragma lança ondas de pressão que ressoam as paredes internas da cavityde do tambor, produzindo um tom. Este tom é definido não só pela forma, ou seja, diâmetro e altura, da cavityde do tambor, mas também pela frequência da vibra-

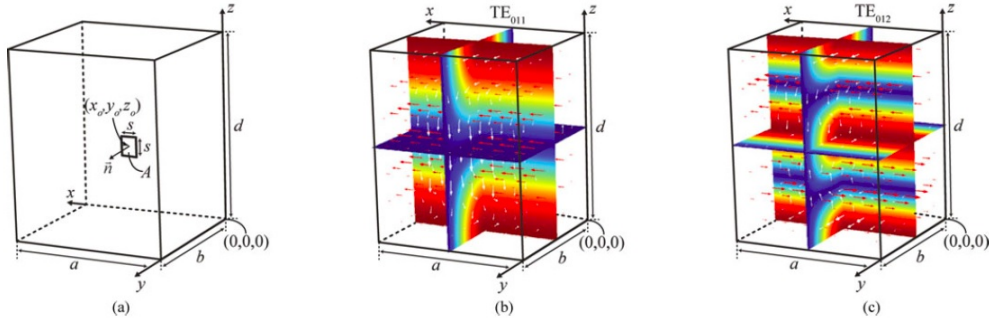


Figura 4.1: (a) Diagrama da cavidade ressonante retangular analisada. Um receptor de formato quadrado e uma única espira, com comprimento lateral s , colocado no plano xz , centrado em $(x, y, z) = (x_0, y_0, z_0)$, é utilizado no método apresentado. (b) e (c) são as simulações dos campos dos modos de ressonância (b) TE_{011} e (c) TE_{012} para uma cavidade ressonante de dimensões $a = 1.52$ m, $b = 1.42$ m e $d = 1.83$ m. Cores: componente y da densidade de fluxo magnético, $|B_y|$: vermelho, grande; azul, pequena. Setas vermelhas: vetores de campo \vec{E} . Setas brancas: vetores de campo \vec{B} [16]

ção do diafragma. Podem ser produzidos modos de ordem mais elevada, isto é, tons mais elevados, no mesmo tambor, basta que se atinja o diafragma em locais diferentes. No caso da cavidade ressonante para WPT, não são ondas constantes de pressão que são formadas, mas sim campos eletromagnéticos constantes e uniformes. Estes campos surgem no momento em que ondas de RF se refletem nas paredes interiores da cavidade ressonante. Tais campos apresentam estruturas bem definidas, como pode ser visto nas figuras 4.1(b) e 4.1(c), podendo ser usados para transferir energia sem fios para recetores localizados em quase qualquer lugar dentro da cavidade [16].

A análise teórica sobre a transferência de energia sem fios ativada por cavidade ressonante a seguir apresentada é feita para quaisquer modos, porém dando-se relevância aos modos TE_{011} e TE_{012} , que são os modos eletromagnéticos característicos próprios da cavidade ressonante. Esses modos particulares são inerentes a qualquer cavidade ressonante retangular. Fisicamente, estes modos resultam da ressonância criada entre os campos elétrico e magnético, que formam ondas eletromagnéticas estacionárias dentro da cavidade. Isto ocorre devido à sobreposição de ondas que viajam em direção às paredes metálicas internas da cavidade e, em seguida, são refletidas pelas mesmas. O acrónimo “ TE ” refere-se ao campo elétrico transversal e o sub-índice m, n, p , como em TE_{mnp} , refere-se ao número de anti-nós no campo elétrico nos eixos x, y e z , respetivamente. Maiores valores de m, n e p produzem tipicamente frequências de ressonância mais altas. Assim, deve-se ter em mente qual a faixa de frequências de operação do sistema ao projetar o tamanho da cavidade, uma vez que as dimensões da estrutura também

influenciam na frequência de ressonância. Além disso, é também importante que se considere quais modos são necessários para fornecer energia aos recetores de acordo com a aplicação específica desejada [16].

Para que qualquer sistema de transferência de energia sem fios ativado por acoplamento de modos ressonantes funcione, é necessário que se determinem alguns parâmetros fundamentais como: a frequência de ressonância do sistema acoplado, o coeficiente de acoplamento entre os ressonadores da fonte e dos recetores e os fatores de qualidade Q de cada ressonador [56, 70].

Os recetores de energia sem fios deste método podem consistir em qualquer uma das formas de bobina tradicionais, desde espiras planares até solenóides helicoidais. No método desenvolvido em [16] e aqui analisado, os campos magnéticos dos modos de cavidade escolhidos são utilizados para induzir corrente em pequenos recetores de malha fechada, com formato quadrado e uma única espira, tendo comprimento lateral s . Uma vez que os campos magnéticos dos modos de cavidade ressoante possuem uma elevada uniformidade espacial, a utilização de uma combinação de modos de ressonância permite WPT de alta eficiência, independentemente da posição ou orientação do recetor dentro da cavidade ressonante. Isto é o oposto do que ocorre no sistema WPT ativado por acoplamento indutivo ressonante, onde o campo magnético, de forma toroidal, gerado por bobinas transmissoras, cai rapidamente à medida que a distância aumenta, resultando em aplicações de alcance limitado, ou seja, superfícies 2D ou cargas pontuais 1D.

4.1 Modos ressonantes de uma cavidade retangular

As cavidades ressonantes podem assumir diversos formatos, no entanto os mais comuns são os cilíndricos, os esféricos e os retangulares. Como o intuito deste trabalho é desenvolver um sistema capaz de carregar dispositivos situados dentro de ambientes residenciais, como salas e quartos, assim como em ambientes comerciais de pequeno porte, e na maioria dos casos estes locais apresentam formas quadradas ou retangulares, o equacionamento a seguir será inteiramente realizado para cavidades ressonantes retangulares. Assim, considera-se a largura, o comprimento e a altura da cavidade como sendo, respetivamente, de dimensões a (eixo x), b (eixo y) e d (eixo z) (figura 4.1(a)).

De acordo com [71], o método mais simples utilizado para se obter os modos ressonantes de uma cavidade retangular é a derivação dos modos transversais elétricos (TE) e transversais magnéticos (TM) em relação a um dos três eixos do sistema (x , y ou z). A fim de manter a notação padrão da guia de onda, escolhe-se o eixo dos z . Os modos TE também podem ser chamados de modos magnéticos, uma vez que a componente E_z é zero. Da mesma maneira, os modos TM podem ser chamados de modos elétricos, pois a componente H_z é zero, como será apresentado a seguir.

Sabendo que a equação de vetor de Helmholtz é dada por:

$$(\nabla^2 + k^2) \vec{E} = 0, \quad (4.1)$$

onde $k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$, sendo ω a frequência angular utilizada no sistema, μ a permeabilidade e ε a permissividade do meio, e que a forma simplificada do operador Laplaciano ∇^2 ocorre para coordenadas retangulares, onde $\nabla^2 \vec{E}$ é reduzido a:

$$\nabla^2 \vec{E} = \hat{x}\nabla^2 E_x + \hat{y}\nabla^2 E_y + \hat{z}\nabla^2 E_z, \quad (4.2)$$

nota-se que a componente z do campo elétrico E_{zmn}^{TM} do modo TM satisfaz a equação escalar de Helmholtz

$$(\nabla^2 + k_{mn}^2) E_{zmn}^{TM} = 0, \quad (4.3)$$

onde k_{mn} é um autovalor a ser determinado. Tendo a condição de contorno para campo elétrico dada por

$$\hat{n} \times \vec{E}_{mn} = 0 \quad (4.4)$$

na área de superfície da câmara, sendo \hat{n} a unidade normal dirigida para fora da cavidade, tem-se que a solução para (4.3) é:

$$E_{zmn}^{TM} = E_0 \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \cos \frac{p\pi z}{d}, \quad (4.5)$$

onde E_0 é uma constante arbitrária com unidades V/m, e m , n e p são valores inteiros. Os autovalores k_{mn} satisfazem:

$$k_{mn}^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{d}\right)^2. \quad (4.6)$$

Por conveniência, (4.6) pode ser reescrito como:

$$k_{mn}^2 = k_x^2 + k_y^2 + k_z^2, \quad (4.7)$$

onde

$$k_x = \frac{m\pi}{a}, \quad k_y = \frac{n\pi}{b}, \quad k_z = \frac{p\pi}{d}. \quad (4.8)$$

Os campos elétricos e magnéticos podem ser obtidos a partir de um vetor elétrico de Hertz que possui apenas uma componente em z , Π_e :

$$\vec{\Pi}_e = \hat{z}\Pi_e. \quad (4.9)$$

Aplicando o rotacional em $\vec{\Pi}_e$ obtém-se

$$\begin{aligned} \vec{E} &= \nabla \times \nabla \times \vec{\Pi}_e, \\ \vec{H} &= -i\omega\varepsilon \nabla \times \vec{\Pi}_e. \end{aligned} \quad (4.10)$$

A partir de (4.5) e (4.10), é possível determinar que a componente z do vetor elétrico de Hertz, para o modo mnp , assume a forma:

$$\Pi_{emnp} = \frac{E_{zmn}^{TM}}{k_{mnp}^2 - k_z^2} = \frac{E_0}{k_{mnp}^2 - k_z^2} \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \cos \frac{p\pi z}{d}. \quad (4.11)$$

A componente z do campo elétrico é dada por (4.5), e as componentes transversais são determinadas a partir de (4.10) e (4.11):

$$\begin{aligned} E_{xmn}^{TM} &= -\frac{k_x k_z E_0}{k_{mnp}^2 - k_z^2} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \sin \frac{p\pi z}{d}, \\ E_{ymn}^{TM} &= \frac{k_y k_z E_0}{k_{mnp}^2 - k_z^2} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \sin \frac{p\pi z}{d}. \end{aligned} \quad (4.12)$$

A componente z do campo magnético é zero (por definição para modo TM), e as componentes transversais do campo magnético são também determinadas por (4.10) e (4.11):

$$\begin{aligned} H_{xmn}^{TM} &= -\frac{i\omega_{mnp}\varepsilon k_y E_0}{k_{mnp}^2 - k_z^2} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \cos \frac{p\pi z}{d}, \\ H_{ymn}^{TM} &= \frac{i\omega_{mnp}\varepsilon k_x E_0}{k_{mnp}^2 - k_z^2} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \cos \frac{p\pi z}{d}. \end{aligned} \quad (4.13)$$

Ao exigir que E_{zmn}^{TM} seja diferente de zero, os valores permitidos aos números de modo são $m = 1, 2, 3, \dots$; $n = 1, 2, 3, \dots$; e $p = 0, 1, 2, \dots$.

Os modos TE são derivados de maneira análoga. A componente z do campo magnético satisfaz a equação escalar de Helmholtz e a condição de contorno requerida, obtendo a forma:

$$H_{zmn}^{TE} = H_0 \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \sin \frac{p\pi z}{d}, \quad (4.14)$$

onde H_0 é uma constante arbitrária com unidades A/m. Os autovalores e os números de onda axial são os mesmos dos modos TM em (4.6) e (4.8).

Os campos elétricos e magnéticos podem ser obtidos a partir do vetor magnético de Hertz, que possui apenas uma componente em z , Π_h :

$$\vec{\Pi}_h = \hat{z}\Pi_h. \quad (4.15)$$

Aplicando o rotacional em $\vec{\Pi}_h$ obtém-se

$$\begin{aligned} \vec{H} &= \nabla \times \nabla \times \vec{\Pi}_h, \\ \vec{E} &= i\omega\mu\nabla \times \Pi_h. \end{aligned} \quad (4.16)$$

A partir de (4.14) e (4.16), é possível determinar que a componente z do vetor magnético de Hertz, para o modo mnp , assume a forma:

$$\Pi_{hmn} = \frac{H_{zmn}^{TE}}{k_{mn}^2 - k_z^2} = \frac{H_0}{k_{mn}^2 - k_z^2} \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \sin \frac{p\pi z}{d}. \quad (4.17)$$

A componente z do campo magnético é dada por (4.14), e as componentes transversais do campo magnético são determinadas a partir de (4.16) e (4.17):

$$\begin{aligned} H_{xmn}^{TE} &= -\frac{H_0 k_x k_y}{k_{mn}^2 - k_z^2} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \cos \frac{p\pi z}{d}, \\ H_{ymn}^{TE} &= \frac{H_0 k_y k_z}{k_{mn}^2 - k_z^2} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \cos \frac{p\pi z}{d}. \end{aligned} \quad (4.18)$$

A componente z do campo elétrico é zero (por definição para modos TE), e as componentes transversais do campo elétrico são determinadas por (4.16) e (4.17):

$$\begin{aligned} E_{xmn}^{TE} &= -\frac{i\omega_{mn}\mu k_y H_0}{k_{mn}^2 - k_z^2} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} \sin \frac{p\pi z}{d}, \\ E_{ymn}^{TE} &= \frac{i\omega_{mn}\mu k_x H_0}{k_{mn}^2 - k_z^2} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \sin \frac{p\pi z}{d}. \end{aligned} \quad (4.19)$$

Os valores permitidos para os números de modo são $m = 0, 1, 2, \dots$; $n = 0, 1, 2, \dots$; e $p = 1, 2, 3, \dots$, com a exceção de que $m = n = 0$ não é permitido.

A frequência de ressonância f_{mnp} pode ser determinada por (4.6):

$$f_{mnp} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{d}\right)^2}. \quad (4.20)$$

Se m , n e p são todos diferentes de zero, então dois modos são degenerados (os modos TE_{mnp} e TM_{mnp} têm a mesma frequência de ressonância). Para $a < b < d$, a menor frequência de ressonância ocorre para o modo TE_{011} .

4.2 Coeficiente de acoplamento

Para obter o coeficiente de acoplamento entre a cavidade e a bobina do receptor, emprega-se CMT (*Coupled Mode Theory*, em português teoria do modo de acoplamento) padrão, uma vez que permite a análise de quaisquer sistemas de ressonância acoplados. Este método não é modelizado adequadamente pela teoria clássica dos circuitos, que não leva em consideração a forma e a variação das distribuições do campo eletromagnético. Na CMT, uma equação diferencial é usada para descrever o acoplamento de dois ressonadores genéricos sem perdas em função do tempo. A seguir, esta análise geral será extrapolada para que se possa analisar o caso específico do acoplamento entre uma cavidade ressonante e uma bobina recetora. Primeiramente, cada ressonador é definido como tendo uma frequência e amplitude de ressonância, ω_1 , a_1 e ω_2 , a_2 (com $\omega_i = 2\pi f_i$, $i = 1, 2$), respetivamente, e que, usando a notação fasorial, possuem a dependência de tempo $\exp(j\omega_i t)$. Assim, a CMT padrão é utilizada para escrever as equações diferenciais que descrevem a evolução da amplitude dos ressonadores ao longo do tempo [72]:

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}a_1 &= j\omega_1 a_1 + j\kappa_{12}a_2, \\ \frac{d}{dt}a_2 &= j\omega_2 a_2 + j\kappa_{21}a_1,\end{aligned}\tag{4.21}$$

onde $\kappa_{12} = \kappa_{21}^* \triangleq \kappa$ é o coeficiente de acoplamento entre os dois ressonadores e $*$ indica o complexo conjugado. Deve-se notar que “kappa” κ não é o mesmo coeficiente de acoplamento, k , habitualmente utilizado na análise MQS (magnetoquasistatic) WPT, isto é, $M = k\sqrt{L_1 L_2}$. Para obedecer à CMT padrão, a_i é definida como tendo energia armazenada, Energia = $|a_i|^2$. Seguindo esta metodologia geral, nota-se que energia fornecida pelo ressonador um ao ressonador dois, P_{21} , deve ser igual à taxa de tempo da mudança de energia no ressonador dois. Matematicamente, isto é escrito como:

$$P_{21} = \frac{d}{dt}|a_2|^2.\tag{4.22}$$

Para avaliar a equação acima, é útil notar que $|a_2|^2 = a_2 a_2^*$. Assim, utilizando primeiramente a regra do produto para derivações no lado direito de $|a_2|^2 = a_2 a_2^*$, a_2 e a_2^* podem ser inseridos em (4.21), e os resultados então usados para obter

uma expressão para P_{21} , que explicitamente conterà o coeficiente de acoplamento [72]:

$$P_{21} = \frac{d}{dt}|a_2|^2 = j\kappa a_1 a_2^* - j\kappa^* a_1^* a_2. \quad (4.23)$$

Em (4.23), κ pode ser resolvido quando P_{21} e a_i são conhecidos. O próximo passo é então calcular esta expressão para o modo de acoplamento do sistema cavidade-bobina particular que se deseja. A metodologia é a mesma, mas agora é específica para a arquitetura física do espaço fechado. Mais uma vez torna-se necessário obter uma expressão para P_{21} - a potência que flui do ressonador um (o modo de cavidade ressonante) para o ressonador dois (o recetor de espira quadrada com um condensador, formando um ressonador LC). Uma vez que o recetor é uma bobina/indutor, a análise aqui feita irá negligenciar o acoplamento através do campo elétrico, considerando apenas o acoplamento da cavidade para a bobina através dos campos magnéticos do modo de cavidade ressonante. A potência que flui da câmara para a bobina, em termos dos fluxos magnéticos que atravessam a superfície do circuito recetor, pode ser escrita como:

$$P_{21} = i_2 \frac{d(\phi_1 - \phi_2)}{dt} = \frac{\phi_2}{L_2} \frac{d(\phi_1 - \phi_2)}{dt}, \quad (4.24)$$

onde ϕ_1 é o fluxo normal total instantâneo, devido aos campos magnéticos do modo de cavidade ressonante, que atravessa a superfície da secção da bobina, A , como pode ser visto na figura 4.1. Da mesma forma, ϕ_2 é o fluxo instantâneo dependente do tempo que atravessa a superfície da secção da bobina, A , devido aos campos gerados por uma corrente i_2 na bobina. Na expressão mais à direita em (4.24), uma substituição é feita utilizando a relação usual $\phi_2 = L_2 i_2$, onde L_2 é a indutância da bobina do recetor [16].

Em seguida, ϕ_i é reformulado em termos de Φ_i , que são as funções complexas de envelope dos fluxos, dependentes do tempo

$$\phi_i(t) = \frac{\Phi_i e^{j\omega_i t} + \Phi_i^* e^{-j\omega_i t}}{2}, \quad i = 1, 2. \quad (4.25)$$

Então, substituindo (4.25) em (4.24), e simplificando o resultado ao assumir que os termos $\frac{d}{dt}\Phi_i$ são pequenos se comparados aos termos $j\omega\Phi_i$, tais que $\frac{d}{dt}\Phi_i$ podem ser desconsiderados, tem-se [16]:

$$P_{21} = \frac{1}{4L_2} (j\omega_1 \Phi_1 e^{j\omega_1 t} \Phi_2^* e^{-j\omega_2 t} - j\omega_1 \Phi_1^* e^{-j\omega_1 t} \Phi_2 e^{j\omega_2 t}). \quad (4.26)$$

Uma análise da equação (4.26) revela que esta é semelhante à forma de (4.23). A única diferença é que (4.26) é escrita em termos de Φ_i em vez de a_i . Assim, o que

se deseja é que substituições adequadas possam ser feitas, tais que os termos Φ_i possam ser substituídos por termos a_i : $\Phi_i \rightarrow a_i$, em (4.26). Depois disso, algumas manipulações algébricas são utilizadas para que (4.26) possa ser escrita de forma que corresponda ao formato de (4.23) e assim permitir a identificação de κ [16].

Para fazer essa substituição, deve-se lembrar que é necessário que a energia total armazenada nos ressonadores um e dois tem de ser $|a_i|^2$, como foi definido em (4.21) e (4.23). Para escrever a_i de acordo com este requisito, três parâmetros são essenciais: α , energia magnética total armazenada na cavidade; β , fluxo total que atravessa a superfície da secção do recetor devido aos campos magnéticos \vec{H} dos modos da cavidade; e ζ , constante relativa à energia armazenada no ressonador LC da bobina. Esses parâmetros podem ser avaliados usando as seguintes expressões:

$$\alpha = \iiint_V \frac{\mu_0}{2} |\vec{H}|^2 dV, \quad (4.27)$$

$$\beta = \iint_A \mu_0 \vec{H} \cdot \vec{n} dA, \quad (4.28)$$

$$\zeta = \frac{1}{\sqrt{2L_2}}, \quad (4.29)$$

onde V é o volume da cavidade, \vec{n} é o vetor normal unitário da superfície da secção da bobina, como pode ser visto na figura 4.1(a), e μ_0 é a permeabilidade do espaço livre (assumindo uma câmara cheia de ar). Usando esses parâmetros e algumas manipulações algébricas, a_i pode ser normalizada de forma que $|a_1|^2$ seja a energia magnética total armazenada no ressonador um (modo de cavidade) e $|a_2|^2$ seja a energia total armazenada no ressonador dois (tanque LC formado pela bobina e condensador). As expressões para a_i são [16]:

$$a_1 = \Phi_1 \frac{\alpha^{1/2}}{\beta} e^{j\omega_1 t} \quad a_2 = \Phi_2 \zeta e^{j\omega_2 t}. \quad (4.30)$$

Feito isto, a_i se encaixam no formato de CMT, de tal forma que é possível substituir (4.30) em (4.26):

$$P_{21} = \left(j \frac{\omega_1}{4L_2} \frac{\beta}{\alpha^{1/2}} \frac{1}{\zeta} a_1 a_2^* - j \frac{\omega_1}{4L_2} \frac{\beta}{\alpha^{1/2}} \frac{1}{\zeta} a_1^* a_2 \right). \quad (4.31)$$

Agora (4.31) está no mesmo formato que (4.23). Uma comparação de coeficientes entre estas duas equações produz o coeficiente de acoplamento:

$$\kappa = \frac{1}{4} \frac{\omega_1 \beta}{L_2 \alpha^{1/2} \zeta} = \frac{\sqrt{2}}{4} \frac{\omega_1 \beta}{\sqrt{L_2} \alpha}. \quad (4.32)$$

Finalmente, deve-se notar que a análise anterior pressupõe que a frequência de ressonância da cavidade é a mesma do recetor, isto é, $\omega_1 = \omega_2$. Esta expressão pode ser usada para avaliar o coeficiente de acoplamento entre qualquer modo de cavidade e um pequeno recetor de malha fechada [16].

4.2.1 Coeficiente de acoplamento para o modo TE_{012}

Como um exemplo de como calcular o coeficiente de acoplamento, o modo TE_{012} será utilizado, uma vez que possui regiões de densidade de fluxo magnético relativamente elevada perto do meio da câmara, que é um lugar comum para colocar um ou mais recetores. Um gráfico da distribuição de campo do modo TE_{012} é apresentado na figura 4.1(c). Em particular, pode-se ver que o fluxo magnético é largamente dirigido por y próximo do centro da câmara. Assim, as análises restantes se concentrarão em bobinas recetoras que se encontram no plano xz , isto é, $\vec{n} = \vec{a}_y$. Se, por exemplo, o recetor estiver no plano yz , o modo TE_{101} pode ser utilizado. Devido à simetria da cavidade retangular, este modo TE_{101} gera fluxos dirigidos no eixo x , em oposição ao fluxo dirigido no eixo y do modo TE_{011} . A distinção entre modos é feita pela utilização da convenção m, n, p e do sistema de coordenadas fixas. Voltando ao modo TE_{012} , com referência ao sistema de coordenadas da figura 4.1, as componentes em y e z do campo magnético, H_y e H_z , respetivamente, dentro da cavidade podem ser escritas como [71]:

$$H_z = H_0 \cos\left(\frac{\pi y}{b}\right) \sin\left(\frac{2\pi z}{d}\right), \quad (4.33)$$

$$H_y = H_0 \frac{k_y k_z}{k_{012}^2 - k_z^2} \sin\left(\frac{\pi y}{b}\right) \cos\left(\frac{2\pi z}{d}\right), \quad (4.34)$$

onde a , b e d são o comprimento, largura e altura da cavidade, respetivamente, como na figura 4.1. k_y , k_z e k_{012} são a componente y , a componente z e a norma do vetor de onda da onda estacionária dentro da cavidade, respetivamente. Eles são dados, neste caso, por:

$$k_y = \frac{\pi}{b} \quad k_z = \frac{2\pi}{d} \quad k_{012} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{2\pi}{d}\right)^2}. \quad (4.35)$$

Uma vez que as componentes de campo \vec{H} são obtidas, (4.27) e (4.28) podem ser usadas para calcular α e β . Neste caso, (4.27) pode ser utilizado para encontrar a energia magnética armazenada na câmara [16]:

$$\alpha = \frac{H_0^2 \mu_0}{8} \frac{ab(4b^2 + d^2)}{d}. \quad (4.36)$$

Neste exemplo, o recetor encontra-se no plano xz , acoplando-se apenas à componente y do campo magnético da cavidade, que será posteriormente refletida em parcelas de κ . Tais parcelas revelarão que κ é relativamente grande ou pequeno onde $B_y = \mu_o H_y$ for grande ou pequeno. Assim, avaliando (4.28) para uma bobina de formato quadrado, com comprimento lateral s , unidade normal $\vec{n} = \vec{a}_y$, indutância L_2 e centrada na posição (x_o, y_o, z_o) , o fluxo magnético acoplado da cavidade à bobina é [16]:

$$\beta = \frac{2H_0\mu_o bs}{\pi} \sin\left(\frac{\pi y_o}{b}\right) \sin\left(\frac{\pi s}{d}\right) \left(2 \cos^2\left(\frac{\pi z_o}{d}\right) - 1\right). \quad (4.37)$$

Finalmente, κ pode ser determinado para o modo TE_{012} substituindo (4.36) e (4.37) em (4.32):

$$\kappa = \frac{\sqrt{16}\omega_1 bs\mu_o \sin\left(\frac{\pi y_o}{b}\right) \sin\left(\frac{\pi s}{d}\right) \left(\cos^2\left(\frac{\pi z_o}{d}\right) - \frac{1}{2}\right)}{\sqrt{L_2}\pi \sqrt{\frac{\mu_o ab(4b^2+d^2)}{d}}}. \quad (4.38)$$

Para este exemplo, o coeficiente de acoplamento não depende da posição da bobina no eixo x , pois os modos de campo não variam na direção x . No entanto, outros modos que possuem variação de seu fluxo magnético em x apresentam variação no coeficiente de acoplamento à medida que a localização x do recetor muda [16].

4.3 Fatores de qualidade

A obtenção de uma expressão analítica para κ é de grande importância, uma vez que este é um dos principais parâmetros necessários para determinar a eficiência de transferência do sistema WPT entre a cavidade e a bobina. Outros dois parâmetros importantes são os fatores de qualidade Q da cavidade e do ressonador do laço recetor.

4.3.1 Fator de qualidade da cavidade ressonante não carregada

Obtidas as componentes x , y e z dos campos elétricos e magnéticos do modo escolhido, seja ele TE ou TM , pode-se então dar início aos cálculos que possibilitam encontrar o fator de qualidade Q da cavidade ressonante não carregada neste modo. O fator Q é encontrado a partir da energia elétrica e magnética armazenadas na cavidade, assim como também depende da perda de potência devido à condutividade das paredes e do dielétrico que preenche a câmara (neste caso, o ar) [73].

A energia elétrica armazenada na cavidade ressonante, para ambos os modos, é representada por:

$$W_e = \frac{\varepsilon}{4} \iiint_V \vec{E} \cdot \vec{E}^* dV, \quad (4.39)$$

enquanto a energia magnética é dada por:

$$W_m = \frac{\mu}{4} \iiint_V \vec{H} \cdot \vec{H}^* dV. \quad (4.40)$$

Tem-se a perda de potência nas paredes condutoras representada pela equação a seguir:

$$P_c = \frac{R_S}{2} \iint_S |H_t|^2 dS, \quad (4.41)$$

onde S é a área de superfície das paredes da câmara, $R_S = \sqrt{\omega\mu_0/2\sigma_w}$ é a resistividade da superfície metálica das paredes, σ_w é a condutividade do material metálico das paredes e H_t é o campo magnético tangencial à superfície das paredes [73].

Então, o fator de qualidade Q da cavidade ressonante não carregada, com perdas nas paredes condutoras e sem perdas devido ao dielétrico, é dado por:

$$Q_c = \omega_{mnp} \frac{W_e + W_m}{P_c}. \quad (4.42)$$

No entanto, como na ressonância $W_e = W_m$, pode-se reescrever (4.42) como:

$$Q_c = \frac{2\omega_{mnp}W_m}{P_c}. \quad (4.43)$$

Como o ar é um dielétrico que não apresenta perdas elétricas significativas, o cálculo do fator de qualidade, para este caso, despreza a necessidade do uso deste parâmetro. Porém, em casos em que a cavidade ressonante é utilizada para outros fins, necessitando de outro dielétrico que não seja o ar, deve-se levá-lo em consideração.

4.3.2 Fator de qualidade da bobina recetora

Como o sistema WPT ativado por cavidade ressonante faz uso do método CMT padrão que, como já mencionado anteriormente, não é modelizado adequadamente pela teoria clássica dos circuitos, deve-se estar atento ao facto de que o fator de qualidade da bobina recetora não é obtido a partir das mesmas equações utilizadas quando se trabalha com um circuito usual.

Sendo assim, para uma bobina de N espiras, feita de material de condutividade σ_c , modifica-se as equações padrão para resistência ôhmica (R_o) e resistência de radiação (R_r) para que fiquem de acordo com:

$$R_o = \sqrt{\frac{\mu_o \omega_{mnp}}{2\sigma_c}} \frac{l}{4\pi s_t}, \quad (4.44)$$

$$R_r = \sqrt{\frac{\mu_o}{\varepsilon_o}} \left[\frac{\pi}{12} N^2 \left(\frac{\omega_{mnp} r}{c} \right)^4 + \frac{2}{3\pi^3} \left(\frac{\omega_{mnp} h}{c} \right)^2 \right], \quad (4.45)$$

onde l é o comprimento total da bobina, s_t é o raio da secção transversal do fio utilizado na construção da bobina, r e h são, respetivamente, o raio e a altura da bobina recetora [56]. Porém, como a bobina utilizada neste estudo possui apenas uma espira e é de formato quadrado, considera-se $h = 0$ e $r = s$, sendo s o comprimento da lateral da bobina em questão.

O primeiro termo na equação (4.44) é o termo de radiação do dipolo magnético (considerando $r \ll 2\pi c/\omega_{mnp}$, onde c é a velocidade da luz). O segundo termo deve-se ao dipolo elétrico da bobina e costuma ser menor que o primeiro termo. A constante de decaimento para a bobina na teoria do modo de acoplamento é, portanto, representada por:

$$\Gamma = \frac{R_o + R_r}{2L}, \quad (4.46)$$

onde L é a indutância da bobina recetora. Feito isto, tem-se que o fator de qualidade da bobina é [56]:

$$Q_b = \frac{\omega_{mnp}}{2\Gamma}. \quad (4.47)$$

4.4 Máxima eficiência do sistema

A expressão para a máxima eficiência possível de um sistema WPT, η_{\max} , com acoplamento ressonante, é dada por [16]

$$\begin{aligned} \eta_{\max} &= \frac{\chi}{(1 + \sqrt{1 + \chi})^2}, \\ \chi &= \frac{4Q_c Q_b |\kappa|^2}{\omega_1 \omega_2}. \end{aligned} \quad (4.48)$$

Desta forma, dados os fatores de qualidade Q da cavidade e da bobina recetora, juntamente com o coeficiente de acoplamento entre os dois ressonadores

e as frequências de ressonância destes, é possível prever um limite superior na eficiência deste sistema de transferência de energia sem fios em qualquer ponto da cavidade. Na literatura, esta quantidade é muitas vezes referida como o ganho máximo disponível, sendo o ganho máximo de potência possível entre as portas de entrada e saída de uma rede de duas portas. Em outras palavras, este é o ganho de energia quando a rede de duas portas é combinado de forma biconjugada, usando uma impedância de correspondência de rede sem perdas [16].

No caso aqui apresentado, η_{\max} é usada como figura de mérito para representar quão bem o modo de cavidade escolhido para o sistema WPT pode executar e melhorar o desempenho potencial do sistema. O termo η_{\max} só depende da ligação do modo de cavidade habilitado, e não da impedância de rede utilizada para alcançar o ganho de eficiência. Desta forma, pode-se controlar o efeito da impedância correspondente às perdas de rede, assumindo-as como sendo zero nos cálculos de η_{\max} [16].

4.5 Software de simulação

Os *software* computacionais são ferramentas muito úteis no desenvolvimento de sistemas WPT ativados por cavidade ressonante, uma vez que permitem a obtenção prévia de informações fundamentais para o bom funcionamento do projeto, assim como facilitam a visualização e análise da modelação proposta.

4.5.1 MatLab®

O MatLab® [74] é um *software* interativo de alta performance voltado para o cálculo numérico. Este programa integra análises numéricas, cálculos com matrizes, processamento de sinais e construção de gráficos em um ambiente de fácil manipulação. Tal *software* possui um conjunto de aplicações, conhecidas como *toolboxes*, utilizadas na resolução de problemas específicos, permitindo a extensão do ambiente MatLab e a aplicação de tecnologia especializada [75].

Em relação à simulação do sistema WPT ativado por cavidade ressonante, este programa mostra-se valioso ao permitir a verificação do esquema analítico do sistema, ou seja, ao permitir que as equações matemáticas que definem certos aspetos do projeto em questão sejam resolvidas de maneira mais rápida e prática. Além do mais, possibilita a criação de gráficos e imagens que auxiliam na compreensão do comportamento deste sistema WPT.

Neste trabalho, utilizou-se o MatLab® versão 2014a. No entanto, nenhuma *toolbox* foi empregada no desenvolvimento do projeto.

4.5.2 RF Module

O RF Module é um pacote de ferramentas disponível no ambiente do programa COMSOL Multiphysics® [76], que é uma plataforma de *software* multipropósito com base em métodos numéricos avançados para modelar e simular problemas baseados em física. Este pacote de ferramentas é utilizado por desenvolvedores de dispositivos de RF e de micro-ondas para projetar antenas, guias de onda, filtros, circuitos, cavidades e metamateriais.

Assim, o RF Module apresenta grande valia para simulação de cavidades ressonantes, uma vez que simula com rapidez e precisão a propagação e o comportamento ressonante de ondas eletromagnéticas. Além disso permite o cálculo da distribuição do campo eletromagnético, transmissão, reflexão, impedância, fatores Q , parâmetros S e dissipação de energia. As simulações nele realizadas oferecem a possibilidade de avaliar e prever efeitos físicos que não são diretamente mensuráveis em experimentos [76], o que o torna um *software* muito poderoso em se tratando de simulações de WPT ativada por cavidade ressonante.

4.5.3 Ansys HFSS®

Assim como o RF Module, o Ansys HFSS® [77] também é uma solução para as simulações de campos eletromagnéticos de alta frequência. Ele fornece, com precisão, uma visão 3D de onda completa para sistemas que utilizam esta faixa de frequências, fazendo isto por meio do método dos elementos finitos. Também é capaz de apresentar campos eletromagnéticos tridimensionais, dados como os parâmetros SYZ e gerar modelos de componentes para avaliar a qualidade do sinal, as perdas no caminho de transmissão, o acoplamento parasítico, entre outros [77]. Desta forma, também pode ser utilizado eficazmente na simulação de sistemas WPT ativados por cavidade ressonante.

Capítulo 5

Simulação do sistema WPT ativado por cavidade ressonante

Tendo o conhecimento necessário em relação às equações e fenómenos físicos que permitem a simulação do sistema WPT ativado por cavidade ressonante, já apresentados no capítulo anterior, este capítulo tem como objetivo reproduzir o comportamento do sistema em questão a partir do software MatLab® [74].

De início, foi criada uma interface com o usuário, a fim de auxiliar na compreensão de como cada variável influencia no comportamento do sistema. Utiliza-se a linguagem de programação do *software* MatLab® com o intuito de modelar todas as equações de campo elétrico e magnético de acordo com as configurações da cavidade ressonante desejada. Para que isto seja possível, deve-se levar em consideração alguns atributos importantes como os modos de cavidade ressonante, as dimensões da cavidade, a frequência de ressonância, entre outros. Em seguida deve-se relacionar o comportamento da cavidade com as dimensões, propriedades e posicionamento da bobina recetora dentro do ambiente estudado, para que se possa obter os resultados esperados. Feito isto, torna-se possível visualizar, através de gráficos, a interação entre a câmara e o dispositivo recetor.

5.1 Interface com o usuário

Ao iniciar a simulação, o MatLab® criará uma interface com o usuário, permitindo que este manipule as informações relativas às configurações da cavidade ressonante. Todos os valores estão pré-definidos, no entanto, o programa permite que o usuário os altere sem nenhuma dificuldade. As caixas de diálogo que permitem ao utilizador alterar as variáveis do sistema WPT neste trabalho desenvolvido são:

- **Modo de propagação**

Nesta janela deve-se optar por qual modo de propagação a análise será realizada, ou seja, escolher entre Modo Transversal Elétrico (TE) e Modo Transversal Magnético (TM).

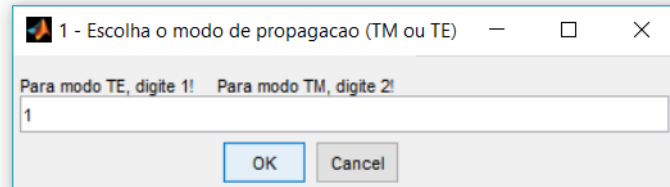


Figura 5.1: Caixa de diálogo que permite a escolha do modo de propagação da cavidade ressonante

- **Valor dos índices do modo de propagação**

Esses índices definem exatamente qual modo será escolhido para a análise, sendo que dependem diretamente da caixa de diálogo anterior, ou seja, da janela que elege o modo de propagação (TE ou TM). Os valores a eles atribuídos influenciarão na frequência de ressonância do sistema.

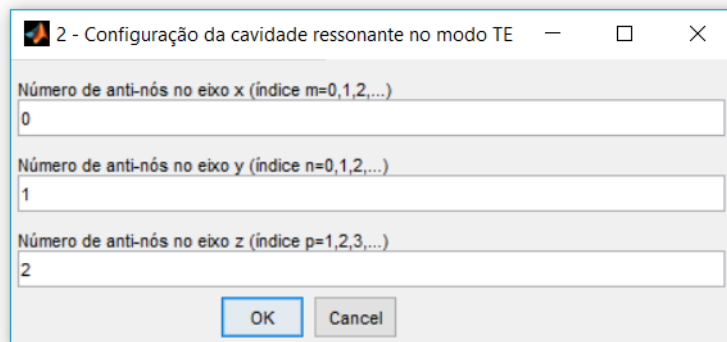


Figura 5.2: Caixa de diálogo que permite a escolha dos índices do modo de propagação da cavidade ressonante no modo TE

Como já exposto no capítulo anterior, os valores permitidos para os números de modo, no modo TE , são $m = 0, 1, 2, \dots$; $n = 0, 1, 2, \dots$; e $p = 1, 2, 3, \dots$, com a exceção de que o caso $m = n = 0$ não é permitido. Para o modo TM tem-se $m = 1, 2, 3, \dots$; $n = 1, 2, 3, \dots$; e $p = 0, 1, 2, \dots$. Caso o usuário não obedeça a alguma dessas regras, uma caixa interativa de erro aparecerá, solicitando que novos

valores sejam digitados. Para cada caso surgirá uma caixa interativa específica, alertando o usuário sobre o equívoco cometido. Desta forma, existem duas janelas diferentes, sendo uma delas representada na figura 5.3.

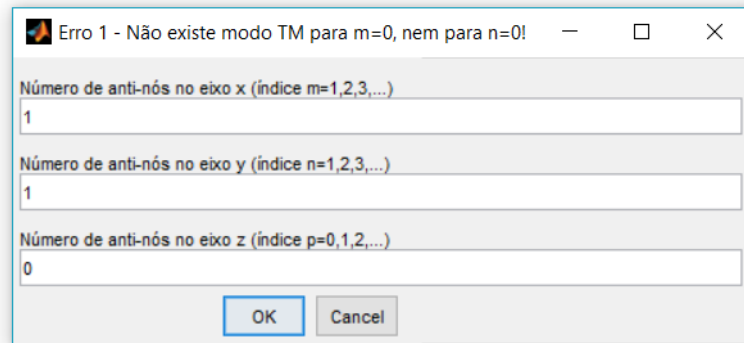


Figura 5.3: Caixa interativa de erro resultante da inserção dos valores $m = 0$ ou $n = 0$ para o modo TM

- **Dimensões da cavidade ressonante**

Esta caixa de diálogo possui três campos a serem preenchidos e é fundamental na configuração da cavidade ressonante, uma vez que o valor atribuído a cada campo altera diretamente a frequência de ressonância da câmara. A largura da cavidade diz respeito ao eixo x , a altura ao eixo z e o comprimento ao eixo y , devendo todos estarem definidos na unidade metro.

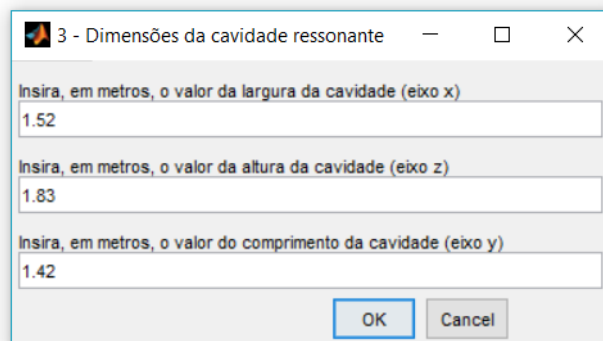


Figura 5.4: Janela de determinação das dimensões da cavidade ressonante

Caso o usuário insira valor nulo para alguma dimensão da cavidade (largura, altura ou comprimento), outra caixa de diálogo aparecerá, solicitando que o valor deste parâmetro seja redefinido. Essa caixa se repetirá quantas vezes forem necessárias até que as dimensões inseridas sejam válidas.

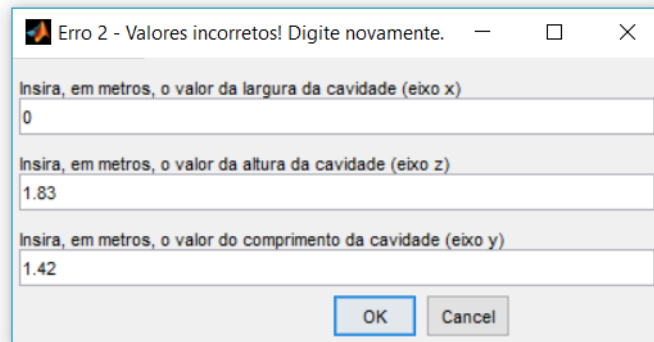


Figura 5.5: Caixa interativa de erro resultante da inserção de uma dimensão nula

- Condutividade das paredes da cavidade

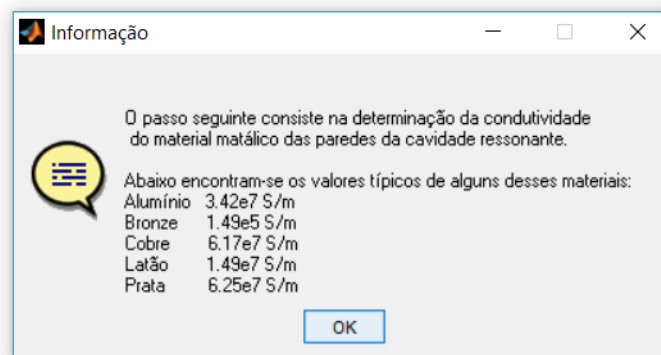


Figura 5.6: Janela informativa que apresenta o valor da condutividade de materiais metálicos como o alumínio, o bronze, o cobre, o latão e a prata

Como as paredes da cavidade ressonante devem ser revestidas por material metálico e existe uma grande quantidade deste tipo de material disponível no mercado, apresenta-se uma janela de informação com o valor da condutividade de alguns dos materiais condutores mais acessíveis e que satisfazem as necessidades do sistema WPT em análise, sendo eles o alumínio, o bronze, o cobre, o latão e a prata.

Em seguida é exibida outra caixa de diálogo. Nesta janela insere-se, em S/m, o valor da condutividade das paredes da cavidade de acordo com o material escolhido. O valor pré-estabelecido refere-se à condutividade do alumínio. Este parâmetro está relacionado ao fator de qualidade da cavidade ressonante, pois permite, juntamente com a frequência de ressonância, determinar a resistência da superfície das paredes da câmara.

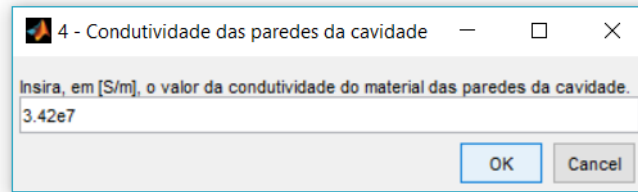


Figura 5.7: Caixa de diálogo de determinação do valor da condutividade das paredes da cavidade

- **Características da bobina recetora**

Como a bobina convencionada para este estudo possui secção quadrada e apenas uma espira (figura 4.1(a)), é necessário que o valor de uma de suas laterais, s , seja informado (em metros). A caixa de diálogo em questão é responsável por coletar este valor e outras duas variáveis: a indutância da bobina (em Henry) e a condutividade do material utilizado na sua construção (em S/m). Estes três parâmetros influenciarão no fator de qualidade da bobina, no coeficiente de acoplamento entre o recetor e a cavidade, e, conseqüentemente, na eficiência do sistema.

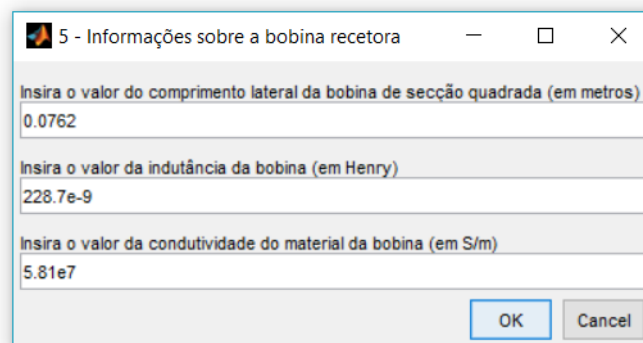


Figura 5.8: Caixa de diálogo que permite a definição das características da bobina recetora

- **Posicionamento da bobina recetora**

Tal como referido anteriormente, a largura, a altura e o comprimento da cavidade são representados, respetivamente, nos eixos x , z e y . A partir desses eixos será possível realizar três cortes distintos na estrutura da cavidade: plano yz , plano xz e plano xy . O primeiro campo a ser preenchido nesta caixa de diálogo relaciona-se ao posicionamento da bobina em relação a um destes três

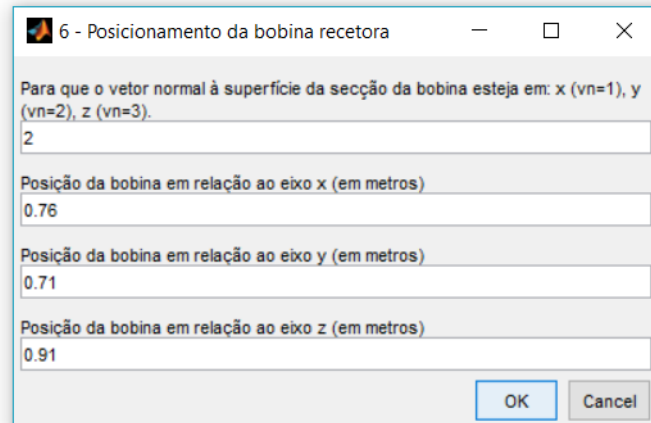
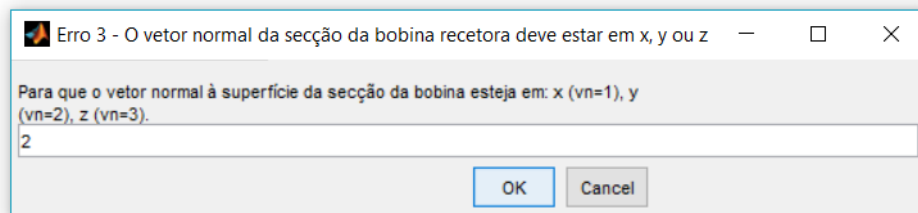


Figura 5.9: Janela de escolha do posicionamento da bobina recetora

planos. Se o usuário optar por deixar o vetor normal à superfície da secção, \vec{n} , visto na figura 4.1(a), no eixo x ($vn = 1$), tal superfície estará paralela ao plano yz . Caso escolha colocá-lo no eixo y ($vn = 2$), a superfície ficará paralela ao plano xz . Se preferir situá-lo no eixo z ($vn = 3$), terá a superfície da secção da bobina paralela ao plano xy .

Escolhido o plano, o usuário deve então preencher os três campos seguintes desta janela, que são a posição da bobina recetora em relação aos eixos x , y e z .

Estas quatro informações permitirão que se obtenha o coeficiente de acoplamento entre a cavidade e o dispositivo recetor, assim como a eficiência do sistema para o dispositivo situado exatamente no local especificado.

Figura 5.10: Caixa interativa de erro resultante da inserção de $vn \neq 1, 2, 3$

No entanto, caso o usuário digite qualquer valor diferente de 1, 2 ou 3 para vn , a caixa interativa de erro apresentada na figura 5.10 será exibida até que um valor pertinente seja inserido.

Além deste erro, outro pode vir a ocorrer. Se o utilizador do programa tentar colocar a bobina recetora em uma posição na qual a mesma não se encontre completamente inserida dentro das dimensões da cavidade, uma janela de erro

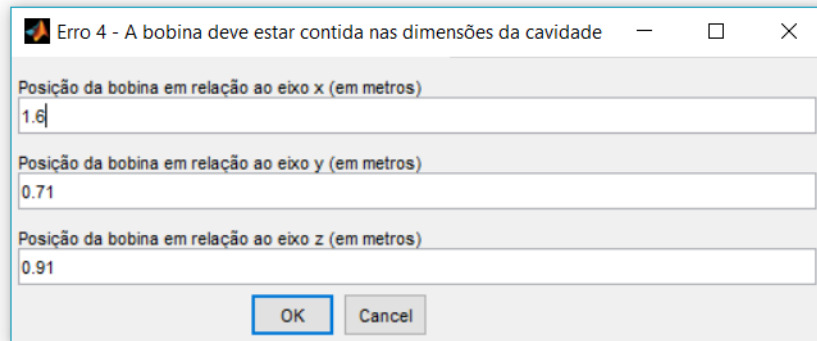


Figura 5.11: Caixa interativa de erro resultante do posicionamento incorreto da bobina receptora em relação às dimensões da cavidade ressonante

será exibida, pedindo-lhe que escolha um local adequado. Assim como as outras caixas interativas de erro, esta também será reexibida até que seja preenchida corretamente.

- **Representação gráfica do modo de cavidade ressonante (2D ou 3D)**

Nesta caixa de diálogo o usuário escolhe qual a representação gráfica do modo de cavidade ressonante que lhe apetece no momento, podendo esta ser 2D ou 3D.

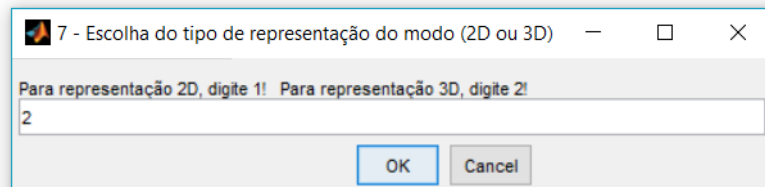


Figura 5.12: Janela de definição da representação gráfica a ser exibida para o modo de cavidade escolhido (2D ou 3D)

Se a representação 2D for escolhida, uma nova janela é apresentada, sendo esta a responsável por receber as informações relacionadas à qualidade gráfica da imagem que será gerada. Os campos presentes nesta caixa de diálogo, que referem-se a quantidade de pontos que serão exibidos nos eixos x , y e z , aceitam quaisquer valores positivos. Quanto maiores forem estes valores, mais vetores de campo elétrico e magnético serão representados. No entanto, se os valores forem muito maiores do que aqueles pré-estabelecido, é possível que a imagem fique muito densa, dificultando a visualização do comportamento do modo de cavidade ressonante.

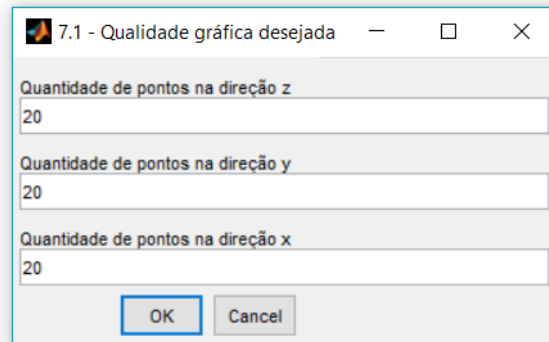


Figura 5.13: Caixa de diálogo de determinação da qualidade gráfica da representação 2D do modo de cavidade ressonante

Caso o usuário opte pela representação 3D, obterá um gráfico que apresenta não só os vetores de campo elétrico e magnético, mas também a densidade de fluxo magnético relativa ao plano anteriormente escolhido.

5.2 Resultados da simulação

Como o intuito deste trabalho é facilitar para o usuário a escolha do modo de cavidade ressonante que melhor satisfaz as necessidades de seu sistema WPT, serão apresentados, como exemplificação, os resultados obtidos para três diferentes modos de propagação (TE_{011} , TE_{012} e TM_{110}).

Tendo definido todas as variáveis requeridas pelas caixas de diálogo, o programa é então capaz de simular e gerar os resultados esperados para o sistema WPT com o modo de cavidade ressonante escolhido. Desta maneira, a cada execução do programa, obtém-se os seguintes valores:

- frequência de ressonância do sistema;
- fator de qualidade da bobina recetora;
- energia magnética total armazenada na cavidade;
- fluxo magnético total que atravessa a superfície da bobina recetora;
- coeficiente de acoplamento do sistema;
- eficiência máxima obtida para a bobina recetora posicionada exatamente onde o usuário especificou.

Além disto, o programa gera também:

- uma representação 2D do campo elétrico e do campo magnético para o plano definido, se escolhida a representação 2D;
- uma representação 3D do fluxo magnético, do campo elétrico e do campo magnético para o plano definido, se escolhida a representação 3D;
- um gráfico 3D do coeficiente de acoplamento sobre o plano xy ;
- um gráfico 3D da máxima eficiência possível para o sistema WPT.

Todas estas informações e representações gráficas, para cada um dos três modos escolhidos, serão apresentadas a seguir. No entanto, antes de dar início à apresentação dos resultados, é importante frisar que os modos aqui analisados possuem variáveis com valores em comum, sendo elas:

Tabela 5.1: Variáveis com valores comuns aos modos TE_{011} , TE_{012} e TM_{110} .

Variável	Valor adotado nas experiências
Largura da cavidade	1.52 m
Altura da cavidade	1.83 m
Comprimento da cavidade	1.42 m
Condutividade do material das paredes da cavidade	$3.4 \cdot 10^7$ S/m
Comprimento da lateral da bobina recetora	0.0762 m
Indutância da bobina recetora	228.7 nH
Condutividade do material da bobina recetora	$5.81 \cdot 10^7$ S/m
Posição da bobina em relação ao eixo x	0.76 m
Posição da bobina em relação ao eixo y	0.71 m
Posição da bobina em relação ao eixo z	0.91 m

5.2.1 Resultados numéricos

Após executar o programa para cada um dos três modos de cavidade ressonante em questão, obtém-se os resultados apresentados na tabela 5.2.

Os valores obtidos para frequência de ressonância comprovam o que foi afirmado no capítulo anterior, ou seja, que para as mesmas dimensões de câmara, quanto maiores forem os valores dos números de modo de cavidade ressonante (quantidade de anti-nós em cada eixo), maior é a frequência de ressonância do sistema. Apesar de o modo TM_{110} possuir os mesmos valores para os números de modo de cavidade ressonante que o modo TE_{011} , estes encontram-se dispostos

em ordens diferentes, o que, de acordo com a equação (4.20), influencia diretamente no resultado obtido. Se um modo TE e um modo TM forem designados exatamente com a mesma quantidade de anti-nós em cada eixo, possuindo a cavidade as mesmas dimensões, então a frequência de ressonância para ambos será a mesma.

A frequência de ressonância e a energia magnética total armazenada na cavidade ressonante estão relacionadas com o número de anti-nós em cada um dos eixos do sistema. Como o campo magnético total, \vec{H} , é constituído pela soma de suas componentes H_x , H_y e H_z , e cada uma destas é definida pela multiplicação de senos e cossenos dependentes dos números de modo de cavidade ressonante e dimensões da cavidade, nota-se que o valor do campo magnético total está completamente vinculado a estas variáveis. Uma vez que a energia magnética total armazenada na câmara é definida pela integral do campo magnético total em relação ao volume da cavidade (equação (4.27)), obtém-se valores diferenciados para cada modo de cavidade ressonante, sendo estes maiores quanto maiores forem os índices m , n e p . Aqui, por mais que um modo TE e um modo TM possuam exatamente os mesmos valores para os números de modo de cavidade ressonante para cada um dos eixos, o valor da energia magnética total armazenada na cavidade será distinto. Isto ocorre devido ao facto das componentes do campo magnético serem estabelecidas de forma diferente para cada modo, como pode ser visto nas equações que definem \vec{H} para o modo TE , (4.14) e (4.18), e nas equações que definem \vec{H} para o modo TM , (4.13).

O fluxo magnético total que atravessa a superfície da bobina recetora, representado na equação (4.28), é determinado não só pelo modo de cavidade ressonante escolhido, mas também pelo posicionamento da bobina recetora dentro da câmara. Sabe-se que para cada modo os campos elétricos e magnéticos da cavidade ressonante se comportam de maneiras distintas. Tendo em mente que o sistema desenvolvido necessita unicamente do campo magnético para excitar uma corrente na bobina recetora (e assim alimentar um dispositivo), deve-se ter o cuidado de escolher um modo de cavidade ressonante em que a bobina possua sempre o máximo possível de fluxo magnético atravessando a superfície da sua secção. Como foi visto no capítulo anterior, o modo TE possui um campo magnético nas suas três componentes (equações (4.14) e (4.18)). Porém, se a qualquer um de seus índices (m , n e p) for atribuído valor zero, então o eixo correspondente a este índice não apresentará campo magnético, ou seja, não haverá nenhum anti-nó em tal eixo. No caso do modo TM , independente do valor dos números de modo de cavidade ressonante, a componente H_z do campo magnético será sempre nula. Este comportamento dos campos magnéticos, e consequentemente do fluxo magnético, será melhor compreendido na análise das representações gráficas 3D dos modos de cavidade ressonante. Os resultados obtidos nas simulações dos modos em questão, apresentados na tabela 5.2, comprovam a teoria. Os va-

Tabela 5.2: Resultados numéricos obtidos pelas simulações dos modos TE_{011} , TE_{012} e TM_{110} .

	TE_{011}	TE_{012}	TM_{110}
Frequência de ressonância	133.62 MHz	194.89 MHz	144.46 MHz
Energia magnética total armazenada na cavidade	994.02 nJ/m ³	2.11 mJ/m ³	4.37 pJ/m ³
Fluxo magnético total que atravessa a superfície da bobina recetora (plano yz)	0 Wb	0 Wb	$2.29 \cdot 10^{-27}$ Wb
Fluxo magnético total que atravessa a superfície da bobina recetora (plano xz)	48.56 pWb	12.29 nWb	$2.33 \cdot 10^{-28}$ Wb
Fluxo magnético total que atravessa a superfície da bobina recetora (plano xy)	$1.04 \cdot 10^{-24}$ Wb	$1.78 \cdot 10^{-26}$ Wb	0 Wb
Coefficiente de acoplamento do sistema para a posição definida para a bobina no plano yz	0	0	$736.62 \cdot 10^{-12}$
Coefficiente de acoplamento do sistema para a posição definida para a bobina no plano xz	$30.23 \cdot 10^3$	$7.03 \cdot 10^6$	$74.73 \cdot 10^{-12}$
Coefficiente de acoplamento do sistema para a posição definida para a bobina no plano xy	$646.73 \cdot 10^{-12}$	$11.09 \cdot 10^{-12}$	0
Fator de qualidade da bobina recetora	839.02	293.27	681.21
Eficiência máxima do sistema para a posição definida para a bobina no plano yz	0%	0%	$\approx 0\%$
Eficiência máxima do sistema para a posição definida para a bobina no plano xz	0.25%	62.18%	$\approx 0\%$
Eficiência máxima do sistema para a posição definida para a bobina no plano xy	$\approx 0\%$	$\approx 0\%$	0%

lores encontrados que estão muito próximos de zero estão relacionados apenas com o posicionamento da bobina em relação ao eixo x , y e z , e não com o plano escolhido.

Uma vez conhecidos os valores da energia magnética total armazenada na cavidade ressonante, do fluxo magnético total que atravessa a superfície da secção da bobina recetora e da indutância desta mesma bobina, pode-se, de acordo com a equação (4.32), calcular o coeficiente de acoplamento do sistema. Dado que para os modos aqui explorados tem-se sempre a mesma indutância para a bobina, os parâmetros responsáveis pela variação dos valores de coeficiente de acoplamento são o fluxo magnético total que atravessa a superfície da secção da bobina recetora e a energia magnética total armazenada na cavidade. Sendo assim, quanto maior for o fluxo magnético e menor for a energia magnética armazenada na câmara, maior será o coeficiente de acoplamento do sistema. No entanto, para um único modo e mesmas dimensões de cavidade, é o fluxo magnético total que atravessa a superfície da bobina recetora que determina o valor do coeficiente de acoplamento, já que, neste caso, este é o único parâmetro que varia.

O fator de qualidade da bobina recetora, como pode ser observado nas equações (4.44) a (4.47), é influenciado pela frequência de ressonância do sistema, pela condutividade do material da bobina, pelo comprimento da lateral da mesma e pela sua indutância. Porém, o parâmetro que se mostra mais significativo para o resultado destas equações é a frequência de ressonância. Nesta ordem de ideias, fica claro que se a frequência de ressonância varia de acordo com o número de anti-nós atribuídos a cada eixo, então o fator de qualidade da bobina recetora, mesmo que de forma indireta, também sofre grandes mudanças com a variação dos valores dos números de modo de cavidade ressonante.

Como último parâmetro a ser encontrado, a eficiência máxima do sistema para a posição definida para a bobina recetora mostra-se dependente, direta ou indiretamente, de todas as variáveis estabelecidas e valores encontrados até o momento, como pode ser visto na equação (4.48). Mas, como este dado tem grande influência do coeficiente de acoplamento e este é dependente do fluxo magnético total que atravessa a superfície da secção da bobina recetora, pode-se dizer que seu resultado, além de ser determinado pelo modo de cavidade ressonante escolhido, é essencialmente definido pelo posicionamento da bobina recetora no interior da câmara.

5.2.2 Representações gráficas

Uma vez que os resultados esperados para a bobina recetora situada em um determinado local da cavidade ressonante já foram obtidos, serão então apresentados os gráficos 2D e 3D gerados durante as simulações, sendo estas representações não pontuais de alguns dos resultados anteriormente alcançados.

5.2.2.1 Representação 2D dos campos elétricos e magnéticos

As figuras incluídas no apêndice A apresentam os vetores de campo elétrico e de campo magnético dos modos TE_{011} , TE_{012} e TM_{110} para os três planos na qual a bobina recetora pode ser disposta, ou seja, os planos yz , xz ou xy . Os cortes são feitos no plano definido, exatamente na posição escolhida em relação ao eixo restante. Por exemplo, se o plano yz ($vn = 1$) for selecionado, então a representação 2D o apresentará na localização definida para a bobina em relação ao eixo x .

Em todas as imagens tem-se os vetores de campo elétrico representados pelas setas vermelhas, e os vetores de campo magnético exprimidos pelas setas de cor azul. Nos casos em que são apresentados apenas os vetores de campo magnético, tem-se os vetores de campo elétrico normais ao plano em análise. Para os modos aqui simulados, este tipo de comportamento pode ser observado nas figuras A.1, A.2 e A.9.

Em relação ao plano yz , tem-se os modos TE_{011} , TE_{012} e TM_{110} representados, respetivamente, pelas figuras A.1, A.2 e A.3. Nas duas primeiras imagens é possível notar que nenhum vetor de campo magnético apresenta-se voltado ao eixo x , ou seja, tendendo a ter posicionamento normal em relação ao plano definido. Isto ocorre pois o número de anti-nós no eixo x é nulo, coibindo a existência da componente H_x do campo magnético.

Para o plano xz , relativamente aos três modos de cavidade ressonante em análise, tem-se sempre uma parcela do campo magnético que apresenta certa distribuição no eixo y , sendo que em cada caso a disposição da componente H_y do campo magnético é dada de maneira diferente. As figuras que representam os modos TE_{011} , TE_{012} e TM_{110} no plano xz são, respetivamente, A.4, A.5 e A.6.

Ao executar o programa para os três modos de cavidade ressonante em questão, tendo a superfície da secção da bobina recetora em paralelo ao plano xy , observa-se que, para o modo TM_{110} , ocorre o mesmo que para os modos TE_{011} e TE_{012} no plano yz . Esta situação deve-se ao facto de o campo magnético ser sempre nulo no eixo z para qualquer modo TM de cavidade ressonante, como já explicado anteriormente. As figuras A.7, A.8 e A.9 apresentam o comportamento dos campos elétricos e magnéticos no plano xy para a posição definida para a bobina no eixo z .

5.2.2.2 Representação 3D do fluxo magnético, dos campos elétricos e dos campos magnéticos

As representações 3D do fluxo magnético, dos campos elétricos e dos campos magnéticos, obtidas nas simulações, permitem que se tenha uma noção geral do

comportamento da câmara para o modo de cavidade ressonante escolhido e para o plano em que se situa a superfície da secção da bobina recetora.

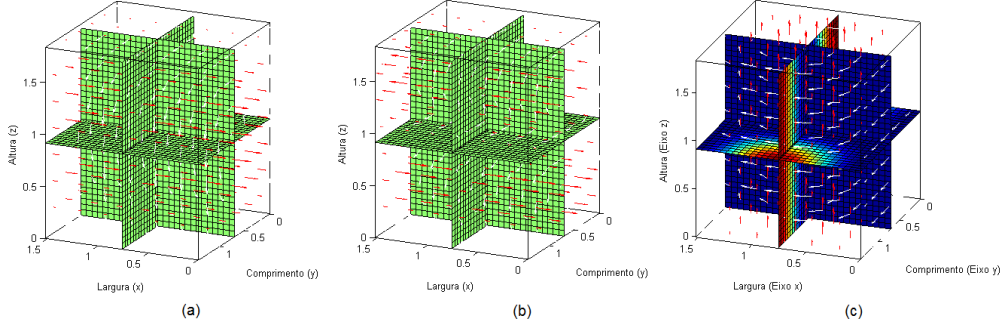


Figura 5.14: Representação 3D do fluxo magnético, dos campos elétricos e dos campos magnéticos para a superfície da bobina recetora situada no plano yz , nos modos (a) TE_{011} , (b) TE_{012} e (c) TM_{110}

Assim como nas representações 2D, as setas vermelhas simbolizam os vetores de campo elétrico. Porém, a fim de proporcionar uma melhor visualização, atribuiu-se a cor branca às setas que exprimem os vetores de campo magnético. As cores presentes nos planos de corte representam a intensidade do fluxo magnético de acordo com o plano escolhido para a localização da bobina recetora, tendo-se um fluxo maior onde a cor é vermelha, e um fluxo menor onde a cor é azul. Em alguns casos, os planos de corte são inteiramente verdes, representando a ausência total de fluxo magnético para o plano em análise.

Estas imagens clarificam a compreensão do vínculo que existe entre os vetores de campo magnético e o fluxo magnético total que atravessa a superfície da secção da bobina recetora. Nestes gráficos é possível notar que quanto menor for a quantidade de vetores de campo magnético normais à superfície da secção da bobina recetora, menor será o fluxo magnético que atravessa a mesma.

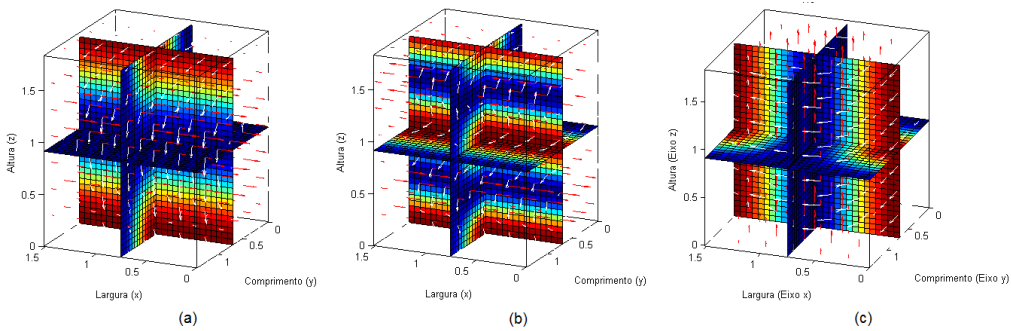


Figura 5.15: Representação 3D do fluxo magnético, dos campos elétricos e dos campos magnéticos para a superfície da bobina recetora situada no plano xz , nos modos (a) TE_{011} , (b) TE_{012} e (c) TM_{110}

As figuras 5.14(a) e (b), e a figura 5.16(c) permitem uma melhor visualização daquilo que já havia sido obtido na representação 2D dos campos elétricos e magnéticos. Além disto, são uma demonstração clara de que se não há vetores de campo magnético perpendiculares à superfície da secção da bobina recetora, então não há fluxo magnético a atravessá-la.

Em cada imagem são apresentados os resultados obtidos para os modos TE_{011} , TE_{012} e TM_{110} em relação a um único plano, a fim de facilitar a comparação de seus comportamentos. Assim, fica evidente que os modos apresentam resultados bastante distintos de acordo com a quantidade de anti-nós atribuída a cada eixo do sistema.

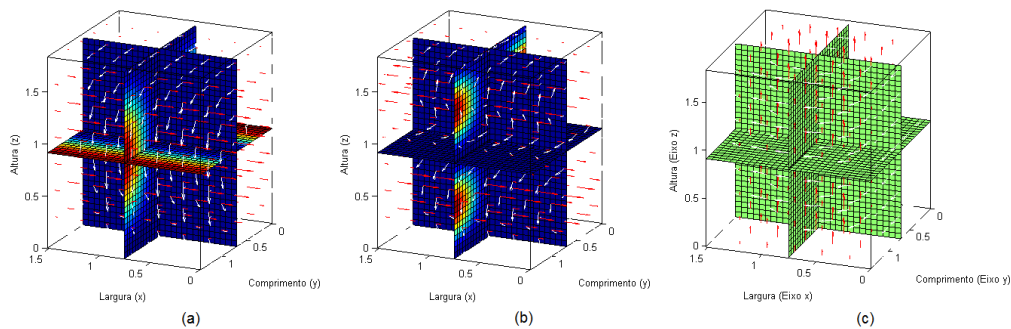


Figura 5.16: Representação 3D do fluxo magnético, dos campos elétricos e dos campos magnéticos para a superfície da bobina recetora situada no plano xy , nos modos (a) TE_{011} , (b) TE_{012} e (c) TM_{110}

O ponto de encontro entre os três planos de corte caracteriza o local escolhido para o posicionamento da bobina em relação aos eixos x , y e z . Desta maneira, fica fácil perceber se o fluxo magnético que atravessa a superfície da secção desta bobina é forte ou fraco, de acordo com o plano de posicionamento estabelecido.

5.2.2.3 Coeficiente de acoplamento

Os gráficos do coeficiente de acoplamento do sistema, obtidos a partir das simulações, confirmam o que já havia sido revelado pelos resultados numéricos alcançados anteriormente, ou seja, que este parâmetro varia de acordo com o fluxo magnético obtido para um dado modo de cavidade ressonante. Assim, quanto maior for o fluxo magnético que atravessa a superfície da bobina recetora, maior é o coeficiente de acoplamento do sistema. Por consequência, nos casos em que o fluxo magnético, para um dado plano, é nulo, tem-se que o coeficiente de acoplamento entre a bobina recetora e a cavidade ressonante também é igual a zero. Este comportamento pode ser visto nas figuras 5.17(a) e (b), e na figura 5.19(c).

Todas as representações 3D do coeficiente de acoplamento aqui apresentadas, independente do modo e do plano escolhidos, foram geradas levando em conside-

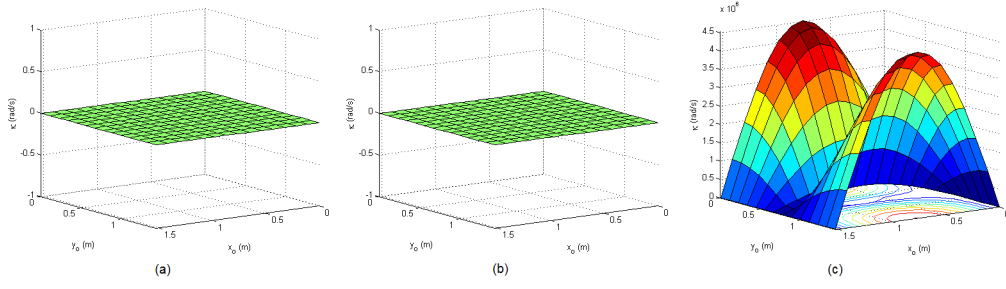


Figura 5.17: Representações 3D do coeficiente de acoplamento do sistema para a superfície da bobina recetora situada no plano yz , nos modos (a) TE_{011} , (b) TE_{012} e (c) TM_{110} . Análises feitas sobre o plano xy com uma altura $z = 0.91$ m

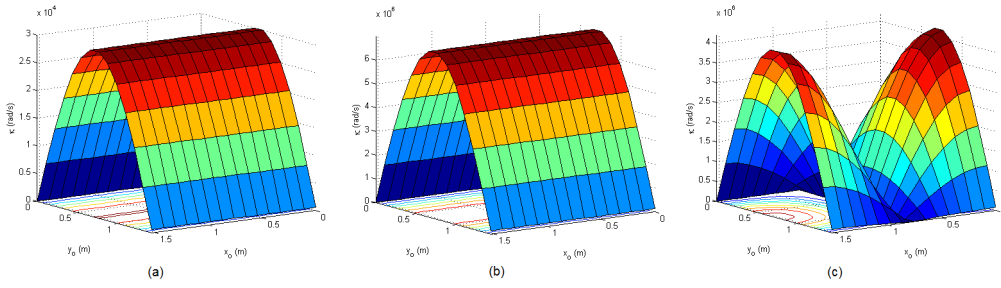


Figura 5.18: Representações 3D do coeficiente de acoplamento do sistema para a superfície da bobina recetora situada no plano xz , nos modos (a) TE_{011} , (b) TE_{012} e (c) TM_{110} . Análises feitas sobre o plano xy com uma altura $z = 0.91$ m

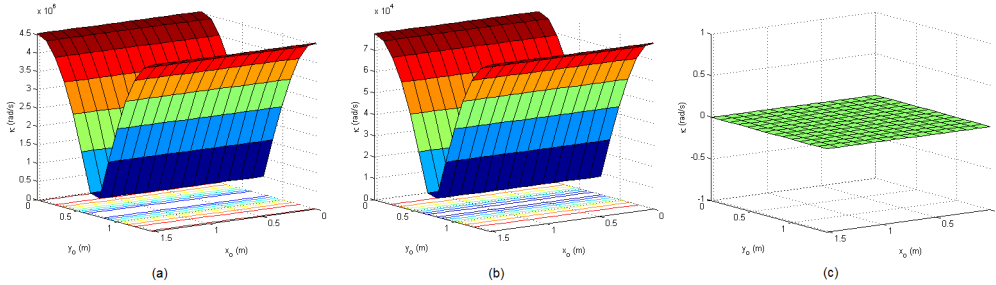


Figura 5.19: Representações 3D do coeficiente de acoplamento do sistema para a superfície da bobina recetora situada no plano xy , nos modos (a) TE_{011} , (b) TE_{012} e (c) TM_{110} . Análises feitas sobre o plano xy com uma altura $z = 0.91$ m

ração os valores encontrados num plano xy de altura z idêntica à definida pelo usuário para a localização da bobina recetora. Desta forma, observa-se que nos modos TE_{011} e TE_{012} , para qualquer um dos planos, o coeficiente de acoplamento não depende do posicionamento da bobina em relação ao eixo x , uma vez que para eles não existe variação do campo magnético em tal eixo. No entanto, o mesmo não se aplica ao modo TM_{110} , já que este possui um campo magnético

com componentes segundo x e y .

Por mais que os modos TE_{011} e TE_{012} apresentem, em todos os planos, comportamentos semelhantes para o coeficiente de acoplamento, vale a pena realçar que os valores obtidos não são os mesmos, dado que a distribuição do fluxo magnético não é idêntica para ambos os casos.

5.2.2.4 Máxima eficiência para o sistema WPT

A máxima eficiência possível do sistema é o resultado mais importante que deve ser encontrado no desenvolvimento de um projeto como este. De facto, essa variável determina, consoante aos parâmetros inicialmente atribuídos tanto à cavidade quanto à bobina, o nível de aproveitamento dos campos magnéticos gerados, ou seja, o nível de aproveitamento da energia transmitida.

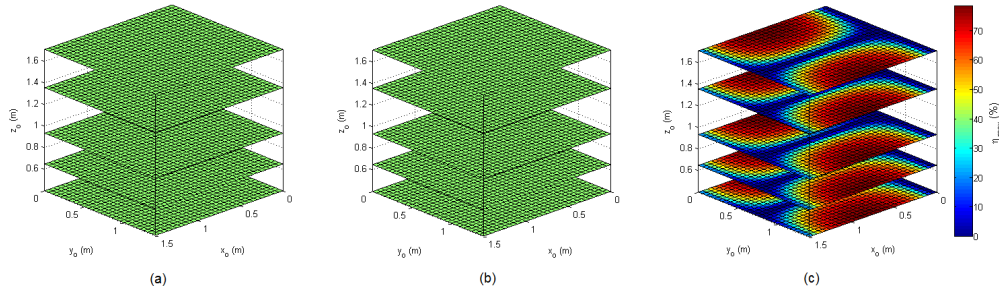


Figura 5.20: Máxima eficiência possível para a superfície da bobina recetora situada no plano yz , nos modos (a) TE_{011} , (b) TE_{012} e (c) TM_{110} .

Para ilustrar melhor o quão eficiente um sistema WPT ativado por cavidade ressonante pode ser, dividiu-se a câmara em cinco alturas z diferentes, sendo elas, nos casos aqui estudados, $z = 0.4$ m, 0.65 m, 0.93 m, 1.35 m e 1.71 m. Em cada uma dessas alturas é apresentado um plano de corte no plano xy , como pode ser visto nas figuras 5.20, 5.21 e 5.22.

As cores representam a eficiência da transmissão de energia, onde os tons vermelhos equivalem a percentagens mais altas e os tons azuis, percentagens mais baixas. Geralmente, onde o fluxo magnético é elevado, o limite superior da eficiência do sistema atinge valores de pico entre 70% e 80%, como pode ser visto nas barras de cores à direita das imagens 5.20, 5.21 e 5.22. Nos gráficos em que todos os planos de corte possuem a cor verde, tem-se que a eficiência do sistema é de 0%. Mais uma vez, isto deve-se ao facto de não existir vetores de campo magnético normais à superfície da secção da bobina recetora.

Os modos de cavidade ressonante podem apresentar regiões relativamente grandes em que sua eficiência esteja muito próxima de zero, como é possível observar nas figuras 5.21(a) e (b). Para todos os modos e para todos os planos

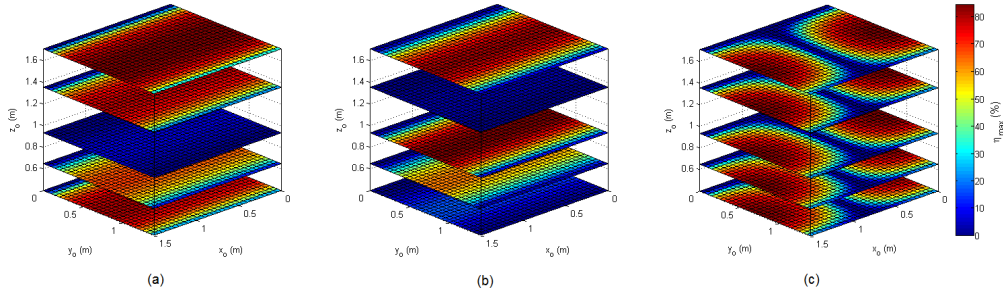


Figura 5.21: Máxima eficiência possível para a superfície da bobina recetora situada no plano xz , nos modos (a) TE_{011} , (b) TE_{012} e (c) TM_{110} .

analisados, mesmo que a área afetada não seja muito grande, haverá sempre alguma região que sofre este tipo de problema.

Um solução para esta limitação consiste em combinar dois ou mais modos de cavidade ressonante, reduzindo o tamanho das regiões de baixa eficiência e, por conseguinte, aumentando a eficiência total do sistema. Para que isso seja possível nas etapas experimentais, é necessário que primeiramente se excite unicamente um modo por cada simulação, pois assim pode-se fazer um estudo detalhado de cada um deles em particular. Depois, combinam-se aqueles modos que obtiveram melhores resultados. Em sistemas práticos, o uso de múltiplos modos pode ser realizado por meio de multiplexagem da excitação de cada modo no tempo.

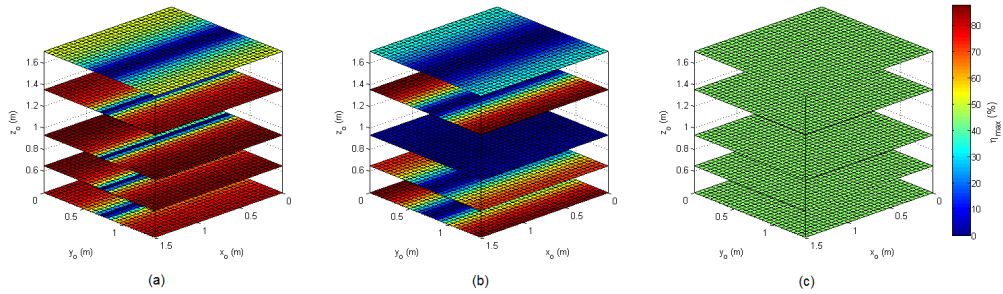


Figura 5.22: Máxima eficiência possível para a superfície da bobina recetora situada no plano xy , nos modos (a) TE_{011} , (b) TE_{012} e (c) TM_{110} .

A combinação de modos de cavidade ressonante não são simuladas no programa desenvolvido para este trabalho, mas artigos como [16] comprovam a eficácia deste método no aumento da eficiência máxima possível de sistemas WPT ativados por cavidade ressonante.

Todos os resultados obtidos a partir da execução do programa desenvolvido são suficientes para dar uma noção geral de como o sistema WPT ativado por cavidade ressonante se comporta. Assim, o usuário tem a possibilidade de definir

quais as dimensões da cavidade e da bobina recetora, qual o material das paredes da cavidade e do condutor da bobina, qual o modo de propagação de ondas e qual a eficiência do sistema antes de construir um sistema real.

Capítulo 6

Conclusão e Desenvolvimentos Futuros

Neste capítulo realiza-se o balanço do trabalho realizado face aos propósitos iniciais e apontam-se os desenvolvimentos futuros da aplicação.

Algumas metas foram estabelecidas no decorrer do desenvolvimento do trabalho para que os objetivos inicialmente propostos pudessem ser alcançados, sendo elas:

- desenvolver o estudo do funcionamento geral do sistema WPT ativado por cavidade ressonante;
- simular no MatLab[®] o comportamento da câmara, levando em consideração a localização escolhida para a bobina recetora;
- reproduzir diversos modos de cavidade ressonante;
- possibilitar a análise do comportamento do sistema WPT ativado por cavidade ressonante a partir dos resultados obtidos nas simulações.

6.1 Conclusão

Através do estudo teórico desenvolvido em relação ao comportamento de ondas elétricas e magnéticas excitadas dentro de uma câmara metálica ressonante, foi possível criar um algoritmo capaz de obter resultados analíticos e simular, com êxito, um sistema de transferência de energia sem fios ativado por cavidade ressonante.

As representações 2D e 3D obtidas permitiram verificar a disposição dos vetores de campo elétrico e de campo magnético, assim como do fluxo magnético presente na cavidade ressonante, possibilitando uma melhor compreensão do comportamento dos diferentes modos de propagação de ondas que podem ser excitados na câmara. Estas informações são de extrema relevância no projeto deste tipo de sistema, pois é a partir delas que se consegue gerar os gráficos do coeficiente de acoplamento e, mais importante, o gráfico da eficiência máxima possível do sistema.

Os gráficos da eficiência máxima possível demonstraram que, por mais que a cavidade não apresente uma eficiência uniforme para todo o seu volume, certas regiões exibem altas percentagens de aproveitamento, podendo chegar até a 80%.

Os resultados obtidos mostram que a WPT ativada por cavidade ressonante tem o potencial de permitir o desenvolvimento de diversos projetos nas áreas científicas, médicas e industriais, já que permite um carregamento eficaz de dispositivos em grandes áreas dentro do volume 3D de câmaras metálicas.

6.2 Desenvolvimentos Futuros

Levando em consideração que o trabalho elaborado teve como foco a modelação e simulação de um sistema WPT ativado por cavidade ressonante, existem algumas outras propostas para o desenvolvimento de trabalhos futuros.

Uma delas diz respeito ao desenvolvimento de um algoritmo que viabilize a simulação da combinação de modos de cavidade ressonante, permitindo a visualização do quanto este método pode ser útil no aumento da eficiência do sistema.

Para além da combinação de modos, pode-se otimizar o código já concebido a fim de proporcionar ao usuário a simulação do sistema para a superfície da bobina recetora em qualquer posição, e não somente em paralelo aos planos yz , xz e xy .

Outra proposta muito importante será permitir a modificação do tipo de bobina recetora utilizada, uma vez que é esta a responsável direta pela alimentação dos dispositivos que se beneficiarão do sistema desenvolvido. A bobina de secção quadrada e uma única espira assumida neste trabalho, nem sempre será suficiente, dado que dispositivos diferentes requerem potências diferentes para serem carregados.

A utilização de *software* como o RF Module [76] e o Ansys HFSS® [77] poderá ser considerada, e eventualmente ser de grande valia, já que ambas as plataformas permitem conferir se os resultados analíticos obtidos nas simulações do MatLab® condizem com a realidade do sistema WPT ativado por cavidade ressonante.

Por último, um trabalho interessante será o desenvolvimento de um protótipo real deste sistema WPT, não necessariamente nas escalas consideradas nas simu-

lações executadas, mas que permita a comparação entre os resultados analíticos e simulados obtidos.

Bibliografia

- [1] Tesla Universe. Tesla Images. [Online]. Available: <https://teslauniverse.com/images/19170700-01-01jpg>. [citado na p. iii, 11]
- [2] Tesla Memorial Society. Tesla coil. [Online]. Available: <http://www.teslasociety.com/teslacoil.htm>. [citado na p. iii, 13]
- [3] Peter Jung. Inventors in History: Nikola Tesla. [Online]. Available: <http://www.intellectualventureslab.com/invent/inventors-in-history-nikola-tesla>, Setembro 2013. [citado na p. iii, 15]
- [4] Tesla Universe. Tesla Images. [Online]. Available: <https://teslauniverse.com/images/colorado-springs-experimental-laboratory-3>. [citado na p. iii, 16]
- [5] Tesla Universe. Tesla Images. [Online]. Available: <https://teslauniverse.com/images/19991100-01-05jpg>. [citado na p. iii, 19]
- [6] Tianjia Sun, Xiang Xie, and Zhihua Wang. *Wireless Power Transfer for Medical Microsystems*. Springer, 2013. [citado na p. iii, 9, 23, 24, 25, 29, 45]
- [7] Richtek. Introduction to RT1650 Wireless Power Receiver. [Online]. Available: <http://www.richtek.com/en/Design%20Support/Technical%20Document/AN036>, Agosto 2013. [citado na p. iii, 25, 30]
- [8] Konstantina S. Nikita. *Inductive Coupling*. Wiley-IEEE Press, 2014. [citado na p. iii, iv, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 37, 38]
- [9] Klaus Finkenzeller and RFID Handbook. Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards, Radio Frequency Identification and Near-Field Communication. Hoboken, 2010. [citado na p. iii, 27, 31, 32]

- [10] Electric Vehicle News. Toyota signs wireless charging deal with WiTricity. [Online]. Available: <http://www.electric-vehiclenews.com/2013/12/toyota-signs-wireless-charging-deal.html>, Dezembro 2013. [citado na p. iv, 39]
- [11] Loulin Huang and Aiguo Patrick Hu. Defining the mutual coupling of capacitive power transfer for wireless power transfer. *Electronics Letters*, 51(22):1806–1807, 2015. [citado na p. iv, 39, 40, 43, 44]
- [12] Chao Liu, Aiguo Patrick Hu, and Mickel Budhia. A Generalized Coupling Model for Capacitive Power Transfer Systems. In *IECON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pages 274–279. IEEE, 2010. [citado na p. iv, 40, 41, 42, 43]
- [13] ExplainingTheFuture.com. Future Visions: Space-Based Solar Power. [Online]. Available: http://www.explainingthefuture.com/visions/vision_sbsp.html, Janeiro 2016. [citado na p. iv, 45]
- [14] Bernd Strassner and Kai Chang. Microwave Power Transmission: Historical Milestones and System Components. *Proceedings of the IEEE*, 101(6):1379–1396, 2013. [citado na p. iv, 45, 46, 47, 48, 49, 50]
- [15] Leopold Summerer and Oisin Purcell. Concepts for wireless energy transmission via laser. *Europeans Space Agency (ESA) - Advanced Concepts Team*, 2009. [citado na p. iv, 50, 51, 52, 53, 54]
- [16] Matthew J. Chabalko and Alanson P. Sample. Three-Dimensional Charging via Multimode Resonant Cavity Enabled Wireless Power Transfer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(11):6163–6173, 2015. [citado na p. v, 2, 54, 55, 57, 58, 59, 64, 65, 66, 67, 69, 70, 90]
- [17] Matthew J. Chabalko, Mohsen Shahmohammadi, and Alanson P. Sample. Quasistatic Cavity Resonance for Ubiquitous Wireless Power Transfer. *PloS one*, 12(2):e0169045, 2017. [citado na p. v, 2, 54, 55, 56]
- [18] Henry Mei, Kyle A. Thackston, Rebecca A. Bercich, John G. R. Jefferys, and Pedro P. Irazoqui. Cavity Resonator Wireless Power Transfer System for Freely Moving Animal Experiments. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 2016. [citado na p. 2, 54, 55]
- [19] Kenneth R. Demarest. *Engineering Electromagnetics*. Prentice Hall, 1998. [citado na p. 7, 8, 9, 10]
- [20] Robert S. Elliott. The History of Electromagnetics as Hertz Would Have Known it. *IEEE Antennas and Propagation Society Newsletter*, 30(3):5–18, 1988. [citado na p. 7, 8, 9]

- [21] Duarte Valério, José Machado, and Virginia Kiryakova. Some pioneers of the applications of fractional calculus. *Fractional Calculus and Applied Analysis*, 17(2):552–578, 2014. [citado na p. 9]
- [22] Naoki Shinohara. *Wireless Power Transfer via Radiowaves*. John Wiley & Sons, 2014. [citado na p. 10, 23, 30]
- [23] James O’Neill. *Prodigal Genius: the Life of Nikola Tesla*. Book Tree, 2007. [citado na p. 10, 11, 12, 14, 16, 19, 20]
- [24] W. Bernard Carlson. Harnessing the Earth: Nikola Tesla and the Idea of Broadcasting Electric Power, 1890–1905. In *2007 IEEE Conference on the History of Electric Power*, pages 10–47. IEEE, 2007. [citado na p. 10, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 20]
- [25] Anil K. Rajvanshi. Nikola Tesla — The Creator of the Electric Age. *Resonance*, 12(3):4–12, 2007. [citado na p. 10, 11, 12, 14, 20]
- [26] Nikola Tesla and David Hatcher Childress. *The Fantastic Inventions of Nikola Tesla*. Adventures Unlimited Press, Illinois, 1993. [citado na p. 10, 14, 17, 18, 20]
- [27] Nikola Tesla. *My Inventions: The Autobiography of Nikola Tesla*. Simon and Schuster, 2013. [citado na p. 12, 14]
- [28] Nikola Tesla. *The True Wireless*. Simon and Schuster, 2015. [citado na p. 12, 13]
- [29] Nikola Tesla. *Experiments with Alternate Currents of Very High Frequency and Their Application to Methods of Artificial Illumination*. Publisher not identified, 1891. [citado na p. 12]
- [30] History.com Staff. Nikola Tesla. [Online]. Available: <http://www.history.com/topics/inventions/nikola-tesla>, 2009. [citado na p. 15]
- [31] William C. Brown. The History of Power Transmission by Radio Waves. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 32(9):1230–1242, 1984. [citado na p. 16, 18, 21]
- [32] Nikola Tesla. *Nikola Tesla on His Work With Alternating Currents and Their Application to Wireless Telegraphy, Telephony, and Transmission of Power: an Extended Interview*. Twenty First Century Books, 2002. [citado na p. 17]
- [33] Jari-Pascal Curty, Michel Declercq, Catherine Dehollain, and Norbert Joehl. *Design and Optimization of Passive UHF RFID Systems*. Springer Science & Business Media, 2006. [citado na p. 18]

- [34] Tesla Memorial Society. Nikola Tesla, the genius who lit the world. [Online]. Available: <http://www.teslasociety.com/biography.htm>, Julho 1998. [citado na p. 20]
- [35] Naoki Shinohara. Power Without Wires. *IEEE Microwave Magazine*, 12(7):S64–S73, 2011. [citado na p. 20, 21, 22]
- [36] William C. Brown. The History of the Development of the Rectenna. In *Solar Power Satellite Microwave Power Transmission and Reception*, volume 2141, page 271, 1980. [citado na p. 21]
- [37] Richard M. Dickinson. Performance of a high-power, 2.388 GHz receiving array in wireless power transmission over 1.54 km. In *Microwave Symposium, 1976 IEEE-MTT-S International*, pages 139–141. IEEE, 1976. [citado na p. 21]
- [38] Peter E. Glaser. Power from the Sun: Its Future. *Science*, 162(3856):857–861, 1968. [citado na p. 21, 50]
- [39] James O. McSpadden and John C. Mankins. Space Solar Power Programs and Microwave Wireless Power Transmission Technology. *IEEE microwave magazine*, 3(4):46–57, 2002. [citado na p. 22]
- [40] Naoki Shinohara, Tomohiko Mitani, and Hiroshi Matsumoto. Study on Ubiquitous Power Source with Microwave Power Transmission. In *Proc. URSI General Assembly*, page C07, 2005. [citado na p. 22]
- [41] Aristeidis Karalis, John D. Joannopoulos, and Marin Soljačić. Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer. *Annals of Physics*, 323(1):34–48, 2008. [citado na p. 22]
- [42] Ashwin Gopinath. All About Transferring Power Wirelessly. [Online]. Available: <http://electronicsforu.com/electronics-projects/electronics-design-guides/transferring-power-wirelessly>, Agosto 2013. [citado na p. 23, 25, 38, 44, 50]
- [43] Johnson I. Agbinya. *Wireless Power Transfer*, volume 45. River Publishers, 2015. [citado na p. 25, 39, 44]
- [44] Edward Sazonov and Michael R. Neuman. *Wearable Sensors: Fundamentals, Implementation and Applications*. Elsevier, 2014. [citado na p. 25, 44]
- [45] Stanimir S. Valtchev, Elena N. Baikova, and Luis R. Jorge. Electromagnetic Field as the Wireless Transporter of Energy. *Facta universitatis-series: Electronics and Energetics*, 25(3):171–181, 2012. [citado na p. 25, 29, 39, 44, 45, 50, 53]

- [46] Clemens M. Zierhofer and Erwin S. Hochmair. Geometric Approach for Coupling Enhancement of Magnetically Coupled Coils. *IEEE transactions on Biomedical Engineering*, 43(7):708–714, 1996. [citado na p. 26]
- [47] Grant A. Covic and John T. Boys. Inductive Power Transfer. *Proceedings of the IEEE*, 101(6):1276–1289, 2013. [citado na p. 29]
- [48] D. Robertson, A. Chu, A. Sabitov, and G. A. Covic. High Power IPT Stage Lighting Controller. In *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pages 1974–1979. IEEE, Junho 2011. [citado na p. 29]
- [49] Yungtaek Jang and Milan M. Jovanovic. A Contactless Electrical Energy Transmission System for Portable-telephone Battery Chargers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 50(3):520–527, Junho 2003. [citado na p. 29]
- [50] Ping Si, Aiguo Patrick Hu, Simon Malpas, and David Budgett. A Frequency Control Method for Regulating Wireless Power to Implantable Devices. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 2(1):22–29, Março 2008. [citado na p. 29]
- [51] Youngjin Park, Jinwook Kim, and Kwan-Ho Kim. *Magnetically Coupled Resonance Wireless Power Transfer (MR-WPT) with Multiple Self-Resonators*. INTECH Open Access Publisher, 2012. [citado na p. 30, 39]
- [52] Juan Luis Villa, Jesús Sallán, Andrés Llombart, and José Fco Sanz. Design of a high frequency Inductively Coupled Power Transfer system for electric vehicle battery charge. *Applied Energy*, 86(3):355–363, 2009. [citado na p. 30]
- [53] Reid R. Harrison. Designing Efficient Inductive Power Links for Implantable Devices. In *Circuits and Systems, 2007. ISCAS 2007. IEEE International Symposium on*, pages 2080–2083. IEEE, 2007. [citado na p. 32, 33]
- [54] Mehdi Kiani, Uei-Ming Jow, and Maysam Ghovanloo. Design and Optimization of a 3-Coil Inductive Link for Efficient Wireless Power Transmission. *IEEE transactions on biomedical circuits and systems*, 5(6):579–591, 2011. [citado na p. 34]
- [55] Mehdi Kiani and Maysam Ghovanloo. The Circuit Theory Behind Coupled-Mode Magnetic Resonance-Based Wireless Power Transmission. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 59(9):2065–2074, 2012. [citado na p. 34]
- [56] André Kurs, Aristeidis Karalis, Robert Moffatt, John D. Joannopoulos, Peter Fisher, and Marin Soljačić. Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances. *science*, 317(5834):83–86, 2007. [citado na p. 34, 39, 59, 69]

- [57] Anil Kumar RamRakhyani, Shahriar Mirabbasi, and Mu Chiao. Design and Optimization of Resonance-Based Efficient Wireless Power Delivery Systems for Biomedical Implants. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 5(1):48–63, 2011. [citado na p. 34]
- [58] Bin Zhu, Jincheng Li, Wenshan Hu, and Xingran Gao. Review of Magnetic Coupling Resonance Wireless Energy Transmission. *International Journal of u- and e-Service, Science and Technology*, 8(3):257–272, 2015. [citado na p. 39]
- [59] WiTricity. Witricity. [Online]. Available: <http://witricity.com/>. [citado na p. 39]
- [60] Liguang Xie, Yi Shi, Y Thomas Hou, and Wenjing Lou. Wireless Power Transfer and Applications to Sensor Networks. *IEEE Wireless Communications*, 20(4):140–145, 2013. [citado na p. 39]
- [61] Hee-Su Choi, Jun-Young Park, and Sung-Jin Choi. Analysis and Control of Capacitive-coupled Wireless Power Transmission System. In *2015 15th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS)*, pages 1005–1009. IEEE, 2015. [citado na p. 39, 44]
- [62] Carol Gray Montgomery, Robert Henry Dicke, and Edward M Purcell. *Principles of microwave circuits*. IET, 1948. [citado na p. 42]
- [63] Naoki Shinohara, Yushi Miyata, Tomohiko Mitani, Naoki Niwa, Kenji Takagi, Ken-ichi Hamamoto, Satoshi Ujigawa, Jing-Ping Ao, and Yasuo Ohno. New Application of Microwave Power Transmission for Wireless Power Distribution System in Buildings. In *Microwave Conference, 2008. APMC 2008. Asia-Pacific*, pages 1–4. IEEE, 2008. [citado na p. 45, 50]
- [64] William C. Brown. The Technology and Application of Free-Space Power Transmission by Microwave Beam. *Proceedings of the IEEE*, 62(1):11–25, 1974. [citado na p. 45]
- [65] William C. Brown. Status of the Microwave Power Transmission Components for the Solar Power Satellite (SPS). *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 29(12):1319–1327, 1981. [citado na p. 45]
- [66] Defined Term. <https://definedterm.com/lasant>. [citado na p. 51]
- [67] Kate J. Duncan. Laser Based Power Transmission: Component Selection and Laser Hazard Analysis. In *Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW), 2016 IEEE PELS Workshop on*, pages 100–103. IEEE, 2016. [citado na p. 53]

- [68] Sushia Rahimizadeh, Sean Korhummel, Benjamin Kaslon, and Zoya Popovic. Scalable adaptive wireless powering of multiple electronic devices in an overmoded cavity. In *Wireless Power Transfer (WPT), 2013 IEEE*, pages 84–87. IEEE, 2013. [citado na p. 54]
- [69] Matthew J. Chabalko and Alanson P. Sample. Resonant cavity mode enabled wireless power transfer. *Applied Physics Letters*, 105(24):243902, 2014. [citado na p. 54]
- [70] Alexey Bodrov and Seung-Ki Sul. *Analysis of Wireless Power Transfer by Coupled Mode Theory (CMT) and Practical Considerations to Increase Power Transfer Efficiency*. INTECH Open Access Publisher, 2012. [citado na p. 59]
- [71] David A. Hill. *Electromagnetic Fields in Cavities: Deterministic and Statistical Theories*, volume 35. John Wiley & Sons, 2009. [citado na p. 59, 66]
- [72] Hermann A. Haus and Weiping Huang. Coupled-Mode Theory. *Proceedings of the IEEE*, 79(10):1505–1518, 1991. [citado na p. 63, 64]
- [73] David M. Pozar. *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, 2009. [citado na p. 67, 68]
- [74] MathWorks®. The Language of Technical Computing. [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/products/matlab.html>. [citado na p. 70, 73]
- [75] Rudra Pratap. *Getting Started with MATLAB: A Quick Introduction for Scientists and Engineers*. Oxford University Press USA, 2010. [citado na p. 70]
- [76] COMSOL. RF Module. [Online]. Available: <https://www.comsol.pt/rf-module>. [citado na p. 71, 94]
- [77] ANSYS. ANSYS HFSS. [Online]. Available: <http://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>. [citado na p. 71, 94]

Apêndice A

Representações 2D dos campos elétricos e magnéticos

Este apêndice contém todas as representações 2D dos campos elétricos e magnéticos obtidas para as simulações dos modos TE_{011} , TE_{012} e TM_{110} , nos planos yz , xz e xy .

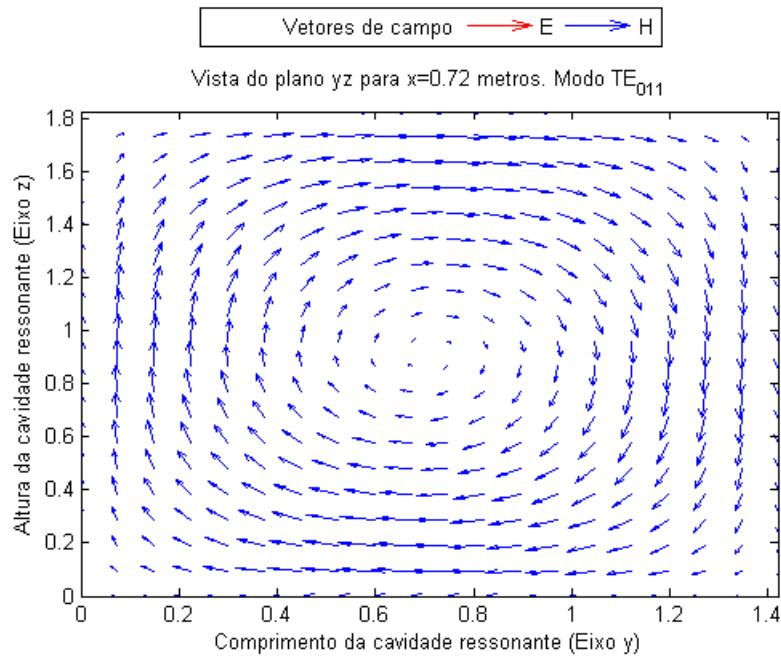


Figura A.1: Representação 2D dos campos elétricos e magnéticos para o modo TE_{011} , plano yz e $x = 0.72$ m

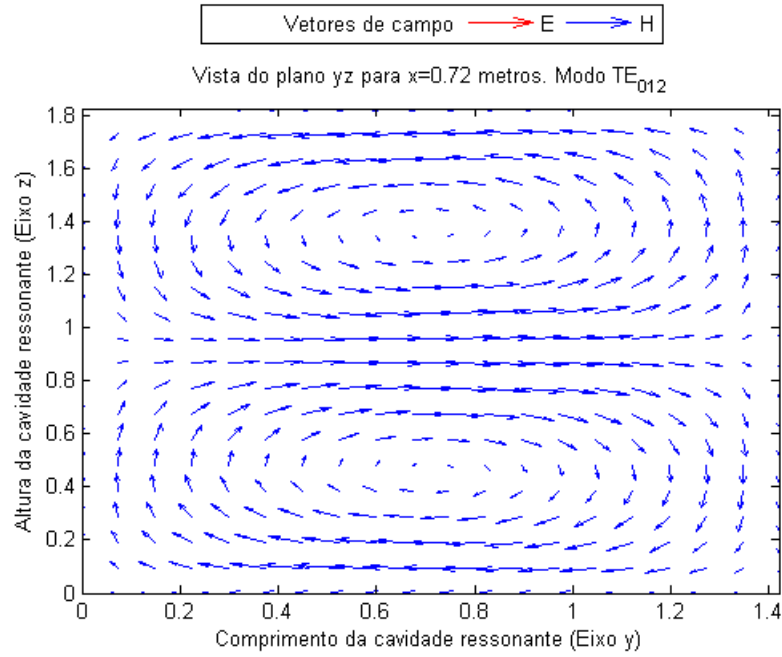


Figura A.2: Representação 2D dos campos elétricos e magnéticos para o modo TE_{012} , plano yz e $x = 0.72$ m

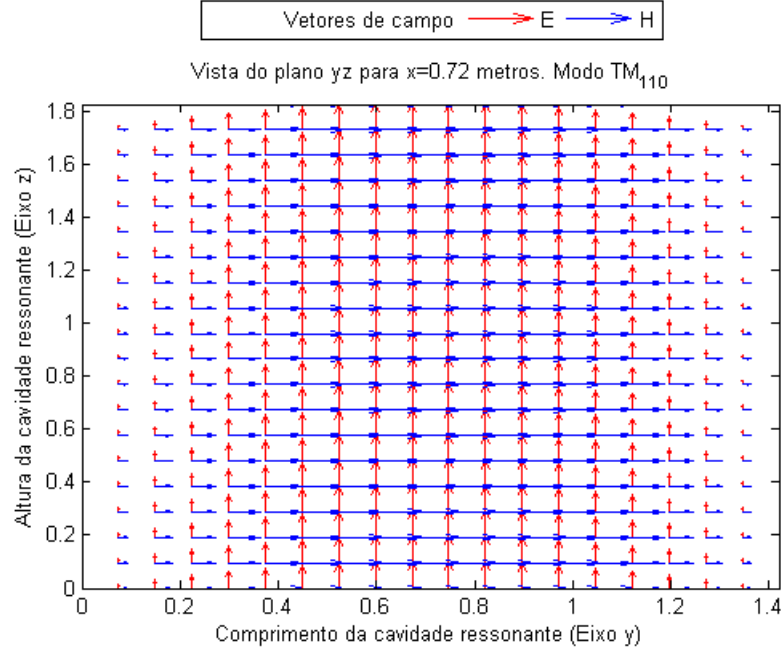


Figura A.3: Representação 2D dos campos elétricos e magnéticos para o modo TM_{110} , plano yz e $x = 0.72$ m

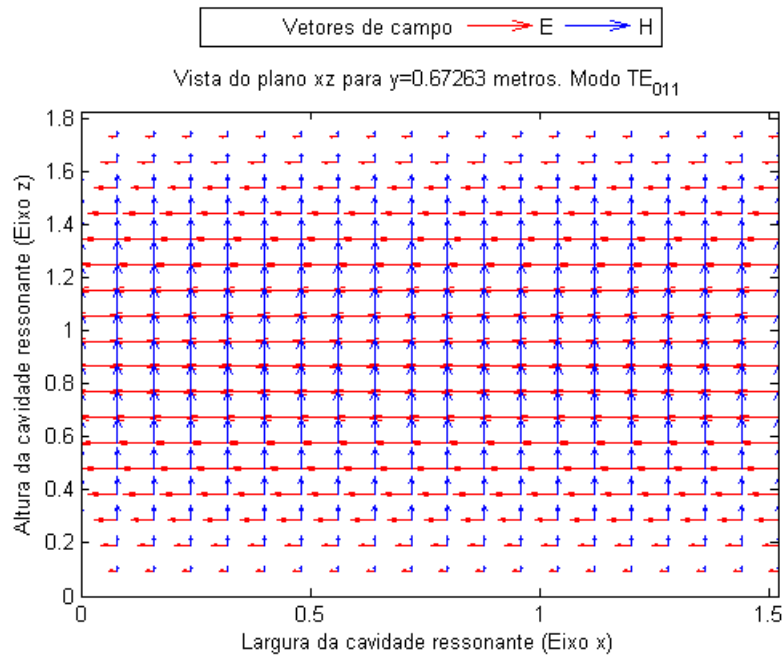


Figura A.4: Representação 2D dos campos elétricos e magnéticos para o modo TE_{011} , plano xz e $y = 0.67\text{ m}$

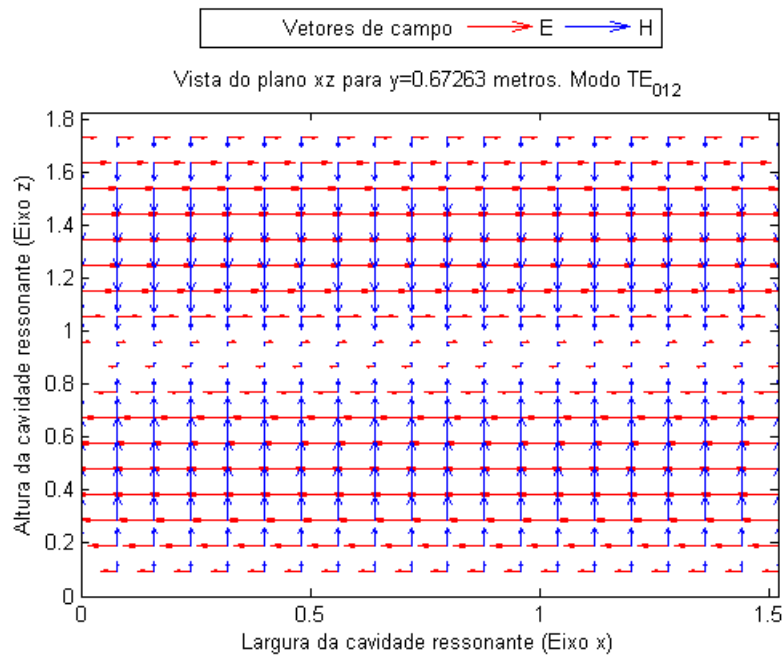


Figura A.5: Representação 2D dos campos elétricos e magnéticos para o modo TE_{012} , plano xz e $y = 0.67\text{ m}$

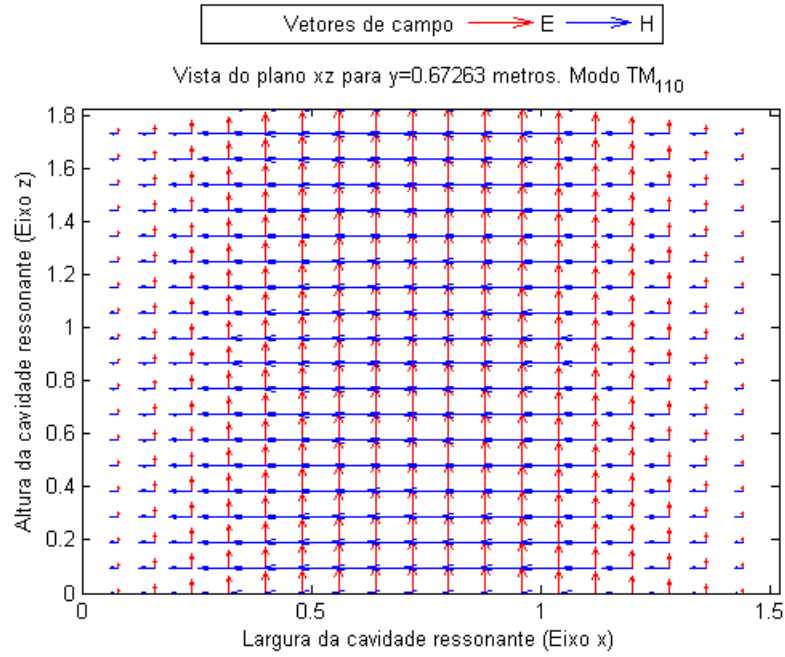


Figura A.6: Representação 2D dos campos elétricos e magnéticos para o modo TM_{110} , plano xz e $y = 0.67$ m

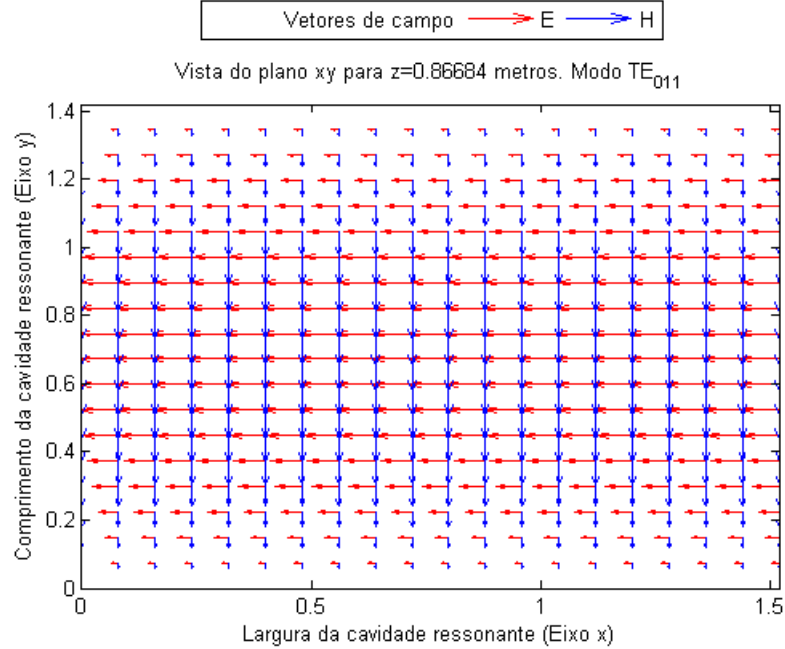


Figura A.7: Representação 2D dos campos elétricos e magnéticos para o modo TE_{011} , plano xy e $z = 0.86$ m

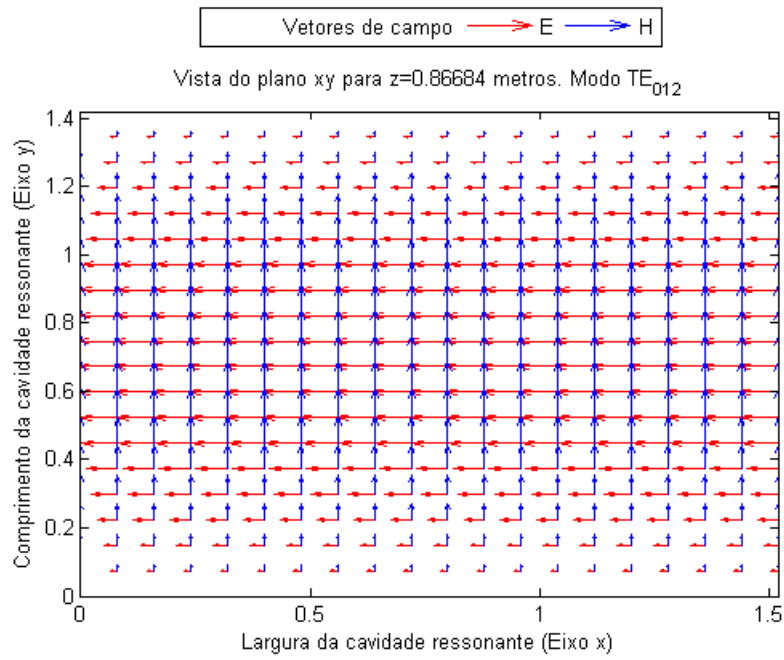


Figura A.8: Representação 2D dos campos elétricos e magnéticos para o modo TE_{012} , plano xy e $z = 0.86\text{ m}$

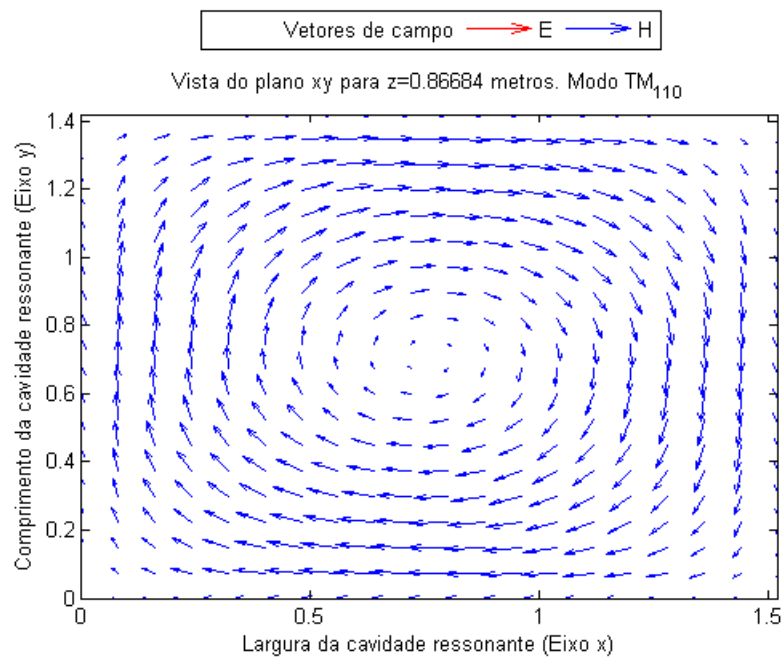


Figura A.9: Representação 2D dos campos elétricos e magnéticos para o modo TM_{110} , plano xy e $z = 0.86\text{ m}$

Apêndice B

Código desenvolvido para a simulação da cavidade ressonante

Neste apêndice encontra-se o código comentado e em linguagem MATLAB para a simulação do sistema de transferência de energia sem fios ativado por cavidade ressonante.

O algoritmo está organizado da seguinte maneira:

- criação das caixas de diálogo e atribuição dos valores digitados aos parâmetros correspondentes;
- atribuição de valores às variáveis globais do sistema;
- criação das representações 2D dos campo elétricos e magnéticos para os planos xy , xz e yz ;
- concepção das representações 3D do campo elétrico, do campo e fluxo magnético;
- cálculo dos parâmetros apresentados na tabela 5.2;
- geração do gráfico do coeficiente de acoplamento;
- criação do gráfico da máxima eficiência possível do sistema.

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%                               CAVIDADE RESSONANTE RETANGULAR
%
% Implementacao das equacoes presentes no artigo "Three-Dimensional
% Charging via Multimode Resonant Cavity Enabled Wireless Power Transfer",
% assim como equacoes relacionadas a frequencia de ressonancia e fatores de
% qualidade. Implementacao do codigo de geracao dos graficos 2D dos modos
% de ressonancia feita com base no codigo disponivel no projeto final de
% graduacao "Simulacao dos modos propagantes nos guias de ondas retangular
% e cilindrico".
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% Campos TMmnp e TEmp

clear

% Definicao do modo (TM ou TE)
titulo='1 - Escolha o modo de propagacao (TM ou TE)';
msg='Para modo TE, digite 1!      Para modo TM, digite 2!';
entrada={msg};
dados=inputdlg(entrada, titulo, 1, {'1'}, 'on');
TE=str2double(dados{1});
% Se TE=1 (um), plota modo TE, caso contrario, modo TM

% Atribuicao dos valores de entrada pelo usuario-----

% Modos da cavidade ressonante      m, n e p
if TE==1

    titulo3='2 - Configuracao da cavidade ressonante no modo TE';
    msg3='Numero de anti-nos no eixo x (indice m=0,1,2,...)';
    msg4='Numero de anti-nos no eixo y (indice n=0,1,2,...)';
    msg5='Numero de anti-nos no eixo z (indice p=1,2,3,...)';
    entrada2={msg3 msg4 msg5};
    info=inputdlg(entrada2, titulo3, 1, {'0' '1' '2'}, 'on');
    m=str2double(info{1});
    n=str2double(info{2});
    p=str2double(info{3});

```

```

while ((m==0)&(n==0))|(p==0)
    titulo4='Erro 1 - Nao existe modo TE para m=n=0, nem para p=0!';
    msg3='Numero de anti-nos no eixo x (indice m=0,1,2,...)';
    msg4='Numero de anti-nos no eixo y (indice n=0,1,2,...)';
    msg5='Numero de anti-nos no eixo z (indice p=1,2,3,...)';
    entrada2={msg3 msg4 msg5};
    info=inputdlg(entrada2, titulo4, 1, {'0' '1' '2'}, 'on');
    m=str2double(info{1});
    n=str2double(info{2});
    p=str2double(info{3});
end

end

if TE~=1

    titulo3='2 - Configuracao da cavidade ressonante no modo TM';
    msg3='Numero de anti-nos no eixo x (indice m=1,2,3,...)';
    msg4='Numero de anti-nos no eixo y (indice n=1,2,3,...)';
    msg5='Numero de anti-nos no eixo z (indice p=0,1,2,...)';
    entrada2={msg3 msg4 msg5};
    info=inputdlg(entrada2, titulo3, 1, {'1' '1' '0'}, 'on');
    m=str2double(info{1});
    n=str2double(info{2});
    p=str2double(info{3});

    while (m==0)|(n==0)
        titulo4='Erro 1 - Nao existe modo TM para m=0, nem para n=0!';
        msg3='Numero de anti-nos no eixo x (indice m=1,2,3,...)';
        msg4='Numero de anti-nos no eixo y (indice n=1,2,3,...)';
        msg5='Numero de anti-nos no eixo z (indice p=0,1,2,...)';
        entrada2={msg3 msg4 msg5};
        info=inputdlg(entrada2, titulo4, 1, {'1' '1' '0'}, 'on');
        m=str2double(info{1});
        n=str2double(info{2});
        p=str2double(info{3});
    end

end

%
```

```
% Dimensoes da cavidade ressonante
titulo1='3 - Dimensoes da cavidade ressonante';
msg1='Insira, em metros, o valor da largura da cavidade (eixo x)';
msg2='Insira, em metros, o valor da altura da cavidade (eixo z)';
msg3='Insira, em metros, o valor do comprimento da cavidade (eixo y)';
entrada1={msg1 msg2 msg3};
valores={'1.52' '1.83' '1.42'};
dados=inputdlg(entrada1, titulo1, 1, valores, 'on');
aa=str2double(dados{1});
dd=str2double(dados{2});
bb=str2double(dados{3});
%
while (aa==0)|(dd==0)|(bb==0)
    titulo2='Erro 2 - Valores incorretos! Digite novamente.';
    msg1='Insira, em metros, o valor da largura da cavidade (eixo x)';
    msg2='Insira, em metros, o valor da altura da cavidade (eixo z)';
    msg3='Insira, em metros, o valor do comprimento da cavidade (eixo y)';
    entrada1={msg1 msg2 msg3};
    valores={'1.52' '1.83' '1.42'};
    dados=inputdlg(entrada1, titulo2, 1, valores, 'on');
    aa=str2double(dados{1});
    dd=str2double(dados{2});
    bb=str2double(dados{3});
end
%

% Condutividade das paredes
hlp=msgbox({'0 passo seguinte consiste na determinacao da condutividade'...
    ' do material matalico das paredes da cavidade ressonante.', ...
    ' ', ...
    'Abaixo encontram-se os valores de alguns desses materiais:', ...
    'Aluminio    3.42e7 S/m', ...
    'Bronze      1.49e5 S/m', ...
    'Cobre       6.17e7 S/m', ...
    'Latao       1.49e7 S/m', ...
    'Prata       6.25e7 S/m'} , 'Informacao', 'help');

titulo4='4 - Condutividade das paredes da cavidade';
msg6=['Insira, em [S/m], o valor da condutividade do material das ', ...
    'paredes da cavidade.'];
entrada3={msg6};
```

```

info8=inputdlg(entrada3, titulo4, 1, {'3.42e7'}, 'on');
sigmaw=str2double(info8{1});

uiwait(hlp);
%

% Dimensoes da bobina recetora
titulo5='5 - Informacoes sobre a bobina recetora';
msg7=['Insira o valor do comprimento lateral da bobina de seccao' ...
      ' quadrada (em metros)'];
msg72='Insira o valor da indutia da bobina (em Henry)';
msg73='Insira o valor da condutividade do material da bobina (em S/m)';
entrada4={msg7 msg72 msg73};
valor={'0.0762' '228.7e-9' '5.81e7'};
dados=inputdlg(entrada4, titulo5, 1, valor, 'on');
sbob=str2double(dados{1});
L2=str2double(dados{2});
sigmac=str2double(dados{3});
%

% Posicionamento da bobina recetora
titulo6='6 - Posicionamento da bobina recetora';
msg8=['Para que o vetor normal a superficie da bobina esteja em: x ', ...
      '(vn=1), y (vn=2), z (vn=3).'];
msg9='Posicao da bobina em relacao ao eixo x (em metros)';
msg10='Posicao da bobina em relacao ao eixo y (em metros)';
msg11='Posicao da bobina em relacao ao eixo z (em metros)';
entrada5={msg8 msg9 msg10 msg11};
valores={'2' '0.76' '0.71' '0.91'};
dados=inputdlg(entrada5, titulo6, 1, valores, 'on');
global vn x0 y0 z0
vn=str2double(dados{1});
x0=str2double(dados{2});
y0=str2double(dados{3});
z0=str2double(dados{4});
%
while ((vn~=1)&(vn~=2)&(vn~=3))
    titulo7=['Erro 3 - O vetor normal da bobina recetora deve estar em', ...
            ' x, y ou z'];
    msg8=['Para que o vetor normal a superficie da bobina esteja em:', ...
          ' x (vn=1), y (vn=2), z (vn=3).'];

```

```

    entrada6={msg8};
    dados8=inputdlg(entrada6, titulo7, 1, {'2'}, 'on');
    vn=str2double(dados8{1});
end
%
while ((x0>aa)|(y0>bb)|(z0>dd))
    titulo8=['Erro 4 - A bobina deve estar contida nas dimensoes da', ...
        ' cavidade'];
    msg9='Posicao da bobina em relacao ao eixo x (em metros)';
    msg10='Posicao da bobina em relacao ao eixo y (em metros)';
    msg11='Posicao da bobina em relacao ao eixo z (em metros)';
    entrada5={msg9 msg10 msg11};
    valores={'0.76' '0.71' '0.91'};
    dados=inputdlg(entrada5, titulo8, 1, valores, 'on');
    x0=str2double(dados{1});
    y0=str2double(dados{2});
    z0=str2double(dados{3});
end

%-----

% Escolha da representacao
texto0='7 - Escolha do tipo de representacao do modo (2D ou 3D)';
msgm='Para representacao 2D, digite 1! Para representacao 3D, digite 2!';
entra={msgm};
informs=inputdlg(entra, texto0, 1, {'2'}, 'on');
rp23=str2double(informs{1});

if (rp23==1)
    % Distribuicao de pontos ao longo dos eixos x, y e z
    texto1='7.1 - Qualidade grafica desejada';
    text5='Quantidade de pontos na direcao z';
    text6='Quantidade de pontos na direcao y';
    text7='Quantidade de pontos na direcao x';
    entra1={text5 text6 text7};
    info1=inputdlg(entra1, texto1, 1, {'20' '20' '20'}, 'on');
    %
    nzv=str2double(info1{1});    % nzv e o numero de pontos na direcao z
    nyv=str2double(info1{2});    % nyv e o numero de pontos na direcao y
    nxv=str2double(info1{3});    % nxv e o numero de pontos na direcao x
    %

```

```

end

% Numero de repeticoes de quadros ao longo do tempo
ntmax=1;
%

%=====

% Dimensoes da cavidade em metros
a=aa; % Largura da cavidade
d=dd; % Altura da cavidade
b=bb; % Comprimento da cavidade
%

% Constantes
global c mu eps epsar e0 h0 eta
c=2.998e8; % Velocidade da Luz [m/s]
mu=4*pi*1e-7; % Permeabilidade do vacuo [henry/m]
eps=8.854e-12; % Permissividade do vacuo [farad/m]
epsar=1.00059; % Perm. relativa do ar [farad/m]
e0=1.0; % Constante arbitraria [V/m]
h0=1.0; % Constante arbitraria [A/m]
eta=sqrt(mu/eps);
%

%
global f w
f=(c/2)*sqrt((m/a)^2+(n/b)^2+(p/d)^2) % Frequencia de ressonancia [Hz]
w=2.0*pi*f; % Frequencia angular [rad/s]
%

% Autovalores
global kx ky kz kmnp2
kx=(m*pi)/a; % Autovalor do eixo x
ky=(n*pi)/b; % Autovalor do eixo y
kz=(p*pi)/d; % Autovalor do eixo z
kmnp2=kx^2+ky^2+kz^2; % Autovalor total
kmnp=sqrt(kx^2+ky^2+kz^2);
%

%=====

```



```

% Barra de espera de processamento
h1=waitbar(0, 'Em processamento, aguarde...');
for iii=1:0.03:50
    waitbar(iii/50, h1);
end
%

%-----Representacao 2D-----

if (rp23==1)

    % Calculo dos campos totais
    for nz=1:nzv;
        z=d*(nz-1)/(nzv-1);
        for ny=1:nyv;
            y=b*(ny-1)/(nyv-1);
            for nx=1:nxv;
                x=a*(nx-1)/(nxv-1);

                % Expressoes para o modo TE

                exe4(nx,ny,nz)=-w*mu*ky*h0*cos(kx*x)*sin(ky*y)*sin(kz*z)...
                    /(kmnp2-kz^2); % Componente x do campo E, modo TE
                eye4(nx,ny,nz)=w*mu*kx*h0*sin(kx*x)*cos(ky*y)*sin(kz*z)/...
                    (kmnp2-kz^2); % Componente y do campo E, modo TE
                eze4(nx,ny,nz)=0.0; % Componente z do campo E, modo TE
                hxe4(nx,ny,nz)=-h0*kx*ky*sin(kx*x)*cos(ky*y)*cos(kz*z)/...
                    (kmnp2-kz^2); % Componente x do campo H, modo TE
                hye4(nx,ny,nz)=-h0*ky*kz*cos(kx*x)*sin(ky*y)*cos(kz*z)/...
                    (kmnp2-kz^2); % Componente y do campo H, modo TE
                hze4(nx,ny,nz)=h0*cos(kx*x)*cos(ky*y)*sin(kz*z);...
                    % Componente z do campo H, modo TE

                % Expressoes para o modo TM

                exm4(nx,ny,nz)=-kx*kz*e0*cos(kx*x)*sin(ky*y)*sin(kz*z)/...
                    (kmnp2-kz^2); % Componente x do campo E, modo TM
                eym4(nx,ny,nz)=ky*kz*e0*sin(kx*x)*cos(ky*y)*sin(kz*z)/...
                    (kmnp2-kz^2); % Componente y do campo E, modo TM
                ezm4(nx,ny,nz)=e0*sin(kx*x)*sin(ky*y)*cos(kz*z);...

```

```

                                % Componente z do campo E, modo TM
hxm4(nx,ny,nz)=-w*eps*ky*e0*sin(kx*x)*cos(ky*y)*cos(kz*...
z)/(kmp2-kz^2); % Componente x do campo H, modo TM
hym4(nx,ny,nz)=w*eps*kx*e0*cos(kx*x)*sin(ky*y)*cos(kz*...
z)/(kmp2-kz^2); % Componente y do campo H, modo TM
hzm4(nx,ny,nz)=0.0; % Componente z do campo H, modo TM

end
end
end
%

%-----Plano xy-----

if (vn==3)
    nlz=nzv*z0/d;
    nz=round(nlz);
    z=d*(nz-1)/(nzv-1);

    % Ajuste de variaveis
    for j=1:nyv;
        for i=1:nxv;
            mxp(j,i)=a*(i-1)/(nxv-1);
            myp(j,i)=b*(j-1)/(nyv-1);
        end
    end
end
%

close(h1);

% Plotagem de TE no plano xy
if (TE==1)

    % Criacao do arquivo plot para o plano xy
    for ny=1:nyv;
        for nx=1:nxv;
            exe2(ny,nx)=exe4(nx,ny,nz);
            eye2(ny,nx)=eye4(nx,ny,nz);
            eze2(ny,nx)=eze4(nx,ny,nz);
            hxe2(ny,nx)=hxe4(nx,ny,nz);
            hye2(ny,nx)=hye4(nx,ny,nz);
        end
    end
end

```

```

        hze2(ny,nx)=hze4(nx,ny,nz);
    end
end
%

% Delimitacao das bordas do grafico
ntst=1;
if (ntst==1)
    for nx=1:nxv;
        if (eye2(1,nx)<exe2(1,nx))
            eye2(1,nx)=0.;
            exe2(1,nx)=0.;
        end

        if (eye2(nyv,nx)>exe2(nyv,nx))
            eye2(nyv,nx)=0.;
            exe2(nyv,nx)=0.;
        end
    end

    for ny=1:nyv;
        if (eye2(ny,1)>exe2(ny,1))
            eye2(ny,1)=0.;
            exe2(ny,1)=0.;
        end

        if (eye2(ny,nxv)<exe2(ny,nxv))
            eye2(ny,nxv)=0.;
            exe2(ny,nxv)=0.;
        end
    end
end
%

% Plotagem das bordas da cavidade ressonante
contour(mxp,my,mp,'w');
%

end

hold on
quiver(mxp,my,exe2,eye2,'r'); % Plota os vetores do campo E
hold on

```

```

quiver(mxp, myp, hxe2, hye2, 'b'); % Plota os vetores do campo H
ylabel('Comprimento da cavidade ressonante (Eixo y)');
xlabel('Largura da cavidade ressonante (Eixo x)');
str=(['Vista do plano xy para z=', num2str(z), ' metros. ', ...
      'Modo TE_', num2str(m), '_', num2str(n), '_', num2str(p)]);
title(str)
legend('Vetores de campo', 'E', 'H', 'Orientation', ...
      'horizontal', 'Location', 'NO');
hold off
pause(1)

end

% Plotagem de TM no plano xy
if (TE~=1)

    % Criacao do arquivo plot para o plano xy
    for ny=1:nyv;
        for nx=1:nxv;
            exm2(ny,nx)=exm4(nx,ny,nz);
            eym2(ny,nx)=eym4(nx,ny,nz);
            ezm2(ny,nx)=ezm4(nx,ny,nz);
            hxm2(ny,nx)=hxm4(nx,ny,nz);
            hym2(ny,nx)=hym4(nx,ny,nz);
            hzm2(ny,nx)=hzm4(nx,ny,nz);
        end
    end
    %

    % Delimitacao das bordas do grafico
    ntst=1;
    if (ntst==1)
        for nx=1:nxv;
            if (eym2(1,nx)<exm2(1,nx))
                eym2(1,nx)=0.;
                exm2(1,nx)=0.;
            end

            if (eym2(nyv,nx)>exm2(nyv,nx))
                eym2(nyv,nx)=0.;
                exm2(nyv,nx)=0.;
            end
        end
    end
end

```

```

        end
    end

    for ny=1:nyv;
        if (eym2(ny,1)>exm2(ny,1))
            eym2(ny,1)=0.;
            exm2(ny,1)=0.;
        end

        if (eym2(ny,nxv)<exm2(ny,nxv))
            eym2(ny,nxv)=0.;
            exm2(ny,nxv)=0.;
        end
    end
    %

    % Plotagem das bordas da cavidade ressonante
    contour(mxp,my,exp,'w');
    %

end

hold on
quiver(mxp,my,exm2,eym2,'r'); % Plota os vetores do campo E
hold on
quiver(mxp,my,hxm2,hym2,'b'); % Plota os vetores do campo H
ylabel('Comprimento da cavidade ressonante (Eixo y)');
xlabel('Largura da cavidade ressonante (Eixo x)');
str=(['Vista do plano xy para z=', num2str(z), ' metros. ', ...
    'Modo TM_', num2str(m), '_', num2str(n), '_', num2str(p)]);
title(str)
legend('Vetores de campo', 'E', 'H', 'Orientation', ...
    'horizontal', 'Location', 'NO');
hold off
pause(0.81)

end
%

end

%-----Fim do plano xy-----

```

```

%-----Plano xz-----

if (vn==2)
    nly=nyv*y0/b;
    ny=round(nly);
    y=b*(ny-1)/(nyv-1);

    % Ajuste de variaveis

    for j=1:nzv;
        for i=1:nxv;
            mxp(i,j)=a*(i-1)/(nxv-1);
            mzp(i,j)=d*(j-1)/(nzv-1);
        end
    end
    %

close(h1);

% Plotagem de TE no plano xz
if (TE==1)

    % Criacao do arquivo plot para o plano xz
    for nz=1:nzv;
        for nx=1:nxv;
            exe2(nx,nz)=exe4(nx,ny,nz);
            eye2(nx,nz)=eye4(nx,ny,nz);
            eze2(nx,nz)=eze4(nx,ny,nz);
            hxe2(nx,nz)=hxe4(nx,ny,nz);
            hye2(nx,nz)=hye4(nx,ny,nz);
            hze2(nx,nz)=hze4(nx,ny,nz);
        end
    end
    %

    % Delimitacao das bordas do grafico
    ntst=1;
    if (ntst==1)
        for nz=1:nzv;
            if(exe2(1,nz)<eze2(1,nz))
                exe2(1,nz)=0.;
            end
        end
    end
end

```

```

        eze2(1,nz)=0.;
    end
    if (exe2(nxv,nz)>eze2(nxv,nz))
        exe2(nxv,nz)=0.;
        eze2(nxv,nz)=0.;
    end
end
%

% Plotagem das bordas da cavidade
contour(mxp,mzp,mpx,'w');
%

end

hold on
quiver(mxp,mzp,exe2,eze2,'r'); % Plota os vetores do campo E
hold on
quiver(mxp,mzp,hxe2,hze2,'b'); % Plota os vetores do campo H
ylabel('Altura da cavidade ressonante (Eixo z)');
xlabel('Largura da cavidade ressonante (Eixo x)');
str=(['Vista do plano xz para y=', num2str(y), ' metros. ', ...
    'Modo TE_', num2str(m), '_', num2str(n), '_', num2str(p)]);
title(str)
legend('Vetores de campo', 'E', 'H', 'Orientation', ...
    'horizontal', 'Location', 'NO');
hold off
pause(0.81)

end

% Plotagem de TM no plano xy
if (TE~=1)

    y=b*(ny-1)/(nyv-1);

    % Criacao do arquivo plot para o plano xz
    for nz=1:nzv;
        for nx=1:nxv;
            exm2(nx,nz)=exm4(nx,ny,nz);
            eym2(nx,nz)=eym4(nx,ny,nz);
            ezm2(nx,nz)=ezm4(nx,ny,nz);
        end
    end
end

```

```

        hxm2(nx,nz)=hxm4(nx,ny,nz);
        hym2(nx,nz)=hym4(nx,ny,nz);
        hzm2(nx,nz)=hzm4(nx,ny,nz);
    end
end
%

% Delimitacao das bordas do grafico
ntst=1;
if (ntst==1)
    for nz=1:nzv;
        if (exm2(1,nz)<ezm2(1,nz))
            exm2(1,nz)=0.;
            ezm2(1,nz)=0.;
        end

        if (exm2(nxv,nz)>ezm2(nxv,nz))
            exm2(nxv,nz)=0.;
            ezm2(nxv,nz)=0.;
        end
    end

    % Plotagem das bordas da cavidade ressonante
    contour(mxp,mzp,mpx,'w');
    %
end

hold on
quiver(mxp,mzp,exm2,ezm2,'r'); % Plota os vetores do campo E
hold on
quiver(mxp,mzp,hxm2,hzm2,'b'); % Plota os vetores do campo H
ylabel('Altura da cavidade ressonante (Eixo z)');
xlabel('Largura da cavidade ressonante (Eixo x)');
str=(['Vista do plano xz para y=', num2str(y), ' metros. ', ...
    'Modo TM_', num2str(m), '_', num2str(n), '_', num2str(p)]);
title(str)
legend('Vetores de campo', 'E', 'H', 'Orientation', ...
    'horizontal', 'Location', 'NO');
hold off
pause(0.81)

```



```

        end
        %
    end

    %-----Fim do plano xz-----

    %-----Plano yz-----

    if (vn==1)
        nlx=nxv*x0/a;
        nx=round(nlx);
        x=a*(nx-1)/(nxv-1);

        % Ajuste de variaveis
        for j=1:nzv;
            for i=1:nyv;
                myp(i,j)=b*(i-1)/(nyv-1);
                mzp(i,j)=d*(j-1)/(nzv-1);
            end
        end
        %

        close(h1);

        % Plotagem de TE no plano yz
        if (TE==1)

            % Criacao do arquivo plot para o plano xz
            for nz=1:nzv;
                for ny=1:nyv;
                    exe2(ny,nz)=exe4(nx,ny,nz);
                    eye2(ny,nz)=eye4(nx,ny,nz);
                    eze2(ny,nz)=eze4(nx,ny,nz);
                    hxe2(ny,nz)=hxe4(nx,ny,nz);
                    hye2(ny,nz)=hye4(nx,ny,nz);
                    hze2(ny,nz)=hze4(nx,ny,nz);
                end
            end
            %

            % Delimitacao das bordas do grafico

```

```

ntst=1;
if (ntst==1)
    for nz=1:nzv;
        if (eye2(1,nz)<eze2(1,nz))
            eye2(1,nz)=0.;
            eze2(1,nz)=0.;
        end

        if (eye2(nyv,nz)>eze2(nyv,nz))
            eye2(nyv,nz)=0.;
            eze2(nyv,nz)=0.;
        end
    end

    % Plotagem das bordas da cavidade ressonante
    contour(myp,mzp,myp,'w');
    %
end

hold on
quiver(myp,mzp,eye2,eze2,'r'); % Plota os vetores do campo E
hold on
quiver(myp,mzp,hye2,hze2,'b'); % Plota os vetores do campo H
ylabel('Altura da cavidade ressonante (Eixo z)');
xlabel('Comprimento da cavidade ressonante (Eixo y)');
str=(['Vista do plano yz para x=', num2str(x), ' metros. ', ...
    'Modo TE_', num2str(m), '_', num2str(n), '_', num2str(p)]);
title(str)
legend('Vetores de campo', 'E', 'H', 'Orientation', ...
    'horizontal', 'Location', 'NO');
hold off
pause(0.81)

end

% Plotagem de TM no plano yz
if (TE~=1)

    % Criacao do arquivo plot para o plano xz
    for nz=1:nzv;
        for ny=1:nyv;

```

```

        exm2(ny,nz)=exm4(nx,ny,nz);
        eym2(ny,nz)=eym4(nx,ny,nz);
        ezm2(ny,nz)=ezm4(nx,ny,nz);
        hxm2(ny,nz)=hxm4(nx,ny,nz);
        hym2(ny,nz)=hym4(nx,ny,nz);
        hzm2(ny,nz)=hzm4(nx,ny,nz);
    end
end
%

% Delimitacao das bordas do grafico
ntst=1;
if (ntst==1)
    for nz=1:nzv;
        if (eym2(1,nz)<ezm2(1,nz))
            eym2(1,nz)=0.;
            ezm2(1,nz)=0.;
        end

        if (eym2(nyv,nz)>ezm2(nyv,nz))
            eym2(nyv,nz)=0.;
            ezm2(nyv,nz)=0.;
        end
    end

    % Plotagem das bordas da cavidade ressonante
    contour(myp,mzp,my, 'w');
    %
end

hold on
quiver(myp,mzp,eym2,ezm2,'r'); % Plota os vetores do campo E
hold on
quiver(myp,mzp,hym2,hzm2,'b'); % Plota os vetores do campo H
ylabel('Altura da cavidade ressonante (Eixo z)');
xlabel('Comprimento da cavidade ressonante (Eixo y)');
str=(['Vista do plano yz para x=', num2str(x), ' metros. ', ...
    'Modo TM_', num2str(m), '_', num2str(n), '_', num2str(p)]);
title(str)
legend('Vetores de campo', 'E', 'H', 'Orientation', ...
    'horizontal', 'Location', 'NO');
```

```

        hold off
        pause(0.81)

    end
    %
end
%-----Fim do plano yz-----
end

%-----Fim da representacao 2D-----

%-----Representacao 3D-----

if (rp23~=1)

    [X,Y,Z]=meshgrid(0:a/6:a, 0:a/6:b, 0:a/6:d);

    [Xd,Yd,Zd]=meshgrid(0:a/28:a, 0:a/28:b, 0:a/28:d);

    xslice=x0;
    yslice=y0;
    zslice=z0;

    close(h1);

    if (TE==1)

        % Calculo dos campos no modo TE

        exe=-w*mu*ky*h0.*cos(kx.*X).*sin(ky.*Y).*sin(kz.*Z)/(kmnp2-kz^2);
        % Componente em x do campo eletrico E no modo TE
        eye=w*mu*kx*h0.*sin(kx.*X).*cos(ky.*Y).*sin(kz.*Z)/(kmnp2-kz^2);
        % Componente em y do campo eletrico E no modo TE
        eze=X*0+Y*0+Z*0;
        % Componente em z do campo eletrico E no modo TE
        hxe=-h0*kx*ky.*sin(kx.*X).*cos(ky.*Y).*cos(kz.*Z)/(kmnp2-kz^2);
        % Componente em x do campo magnetico H no modo TE
        hye=-h0*ky*kz.*cos(kx.*X).*sin(ky.*Y).*cos(kz.*Z)/(kmnp2-kz^2);
        % Componente em y do campo magnetico H no modo TE
        hze=h0.*cos(kx.*X).*cos(ky.*Y).*sin(kz.*Z);
    end
end

```

```

        % Componente em z do campo magnetico H no modo TE
    %

    % Plotagem do grafico 3D
    % Vetores de campo E e H
    quiver3(X,Y,Z,exe,eye,eze,'r');
    hold on
    quiver3(X,Y,Z,hxe,hye,hze,'w');
    zlabel('Altura (z)');
    ylabel('Comprimento (y)');
    xlabel('Largura (x)');
    str=(['Vista 3D do modo TE_', num2str(m), '_', num2str(n), ...
        '_', num2str(p), ' da cavidade ressonante para vn=', ...
        num2str(vn), '.']);
    title(str)
    clfm=colorbar;
    ylabel(clfm, 'Fluxo magnetico', 'FontSize', 10)
    legend({'E', 'H'}, 'Orientation', 'vertical', 'Location', ...
        'northeastoutside', 'Color', [0.9 0.9 0.9]);
    axis([0 a 0 b 0 d]);
    ha=get(gcf,'CurrentAxes');
    set(ha,'XDir','reverse')
    set(ha,'YDir','reverse')
    grid off
    box on
    hold on
    %
    % Densidade de fluxo magnetico
    if (vn==1) % Componente x da densidade de fluxo magnetico
        hxed=(-h0*kx*ky.*sin(kx.*Xd).*cos(ky.*Yd).*cos(kz.*Zd)/...
            (kmnp2-kz^2)).^2;
        V=mu*hxed;
    end
    if (vn==2) % Componente y da densidade de fluxo magnetico
        hyed=(-h0*ky*kz.*cos(kx.*Xd).*sin(ky.*Yd).*cos(kz.*Zd)/...
            (kmnp2-kz^2)).^2;
        V=mu*hyed;
    end
    if (vn==3) % Componente z da densidade de fluxo magnetico
        hzed=(h0.*cos(kx.*Xd).*cos(ky.*Yd).*sin(kz.*Zd)).^2;
        V=mu*hzed;
    end

```

```

end
colormap jet
slice(Xd,Yd,Zd,V,xslice,yslice,zslice)
hold off
az=25;
el=15;
view(az,el);
pause(1)
%
end

if (TE~=1)

    % Calculo dos campos no modo TM

    exm=-kx*kz*e0.*cos(kx*X).*sin(ky*Y).*sin(kz*Z)/(kmp2-kz^2);
        % Componente em x do campo eletrico E no modo TM
    eym=ky*kz*e0.*sin(kx*X).*cos(ky*Y).*sin(kz*Z)/(kmp2-kz^2);
        % Componente em y do campo eletrico E no modo TM
    ezm=e0.*sin(kx*X).*sin(ky*Y).*cos(kz*Z);
        % Componente em z do campo eletrico E no modo TM
    hxm=-w*eps*ky*e0.*sin(kx*X).*cos(ky*Y).*cos(kz*Z)/(kmp2-kz^2);
        % Componente em x do campo magnetico H no modo TM
    hym=w*eps*kx*e0.*cos(kx*X).*sin(ky*Y).*cos(kz*Z)/(kmp2-kz^2);
        % Componente em y do campo magnetico H no modo TM
    hzm=X*0+Y*0+Z*0;
        % Componente em z do campo magnetico H no modo TM
    %

    % Plotagem do grafico 3D
    quiver3(X,Y,Z,exm,eym,ezm,'r');
    hold on
    quiver3(X,Y,Z,hxm,hym,hzm,'w');
    zlabel('Altura (Eixo z)');
    ylabel('Comprimento (Eixo y)');
    xlabel('Largura (Eixo x)');
    str=(['Vista 3D do modo TM_', num2str(m), '_', num2str(n), ...
        '_', num2str(p), ' da cavidade ressonante.']);
    title(str)
    clfm=colorbar;
    ylabel(clfm, 'Fluxo magnetico', 'FontSize', 10)

```

```

legend({'E', 'H'}, 'Orientation', 'vertical', 'Location', ...
      'northeastoutside', 'Color', [0.9 0.9 0.9]);
axis([0 a 0 b 0 d])
ha=get(gcf,'CurrentAxes');
set(ha,'XDir','reverse')
set(ha,'YDir','reverse')
grid off
box on
hold on
%
if (vn==1) % Componente x da densidade de fluxo magnetico
    hxmd=(-w*eps*ky*e0.*sin(kx*Xd).*cos(ky*Yd).*cos(kz*Zd)/...
          (kmp2-kz^2)).^2;
    V=mu*hxmd;
end
if (vn==2) % Componente y da densidade de fluxo magnetico
    hymd=(w*eps*kx*e0.*cos(kx*Xd).*sin(ky*Yd).*cos(kz*Zd)/...
          (kmp2-kz^2)).^2;
    V=mu*hymd;
end
if (vn==3) % Componente z da densidade de fluxo magnetico
    hzmd=(Xd.*Yd.*Zd*0).^2;
    V=mu*hzmd;
end
colormap jet
slice(Xd,Yd,Zd,V,xslice,yslice,zslice);
hold off
az=20;
el=20;
view(az,el);
pause(1)
%
end
end

%-----Fim da representacao 3D-----

% -----Fim da plotagem da cavidade ressonante-----

%=====

```

```

% Caluculos relacionados ao artigo base_-----

% Calcular fator de qualidade da bobina
ne=1;      % Numero de espiras
l=4*sbob;  % Comprimento do fio da bobina
st=3e-3;   % Raio da secao transversal do fio
h=0;      % Altura da bobina (h=0, pois a bobina possui so uma espira)
%
Ro=sqrt(mu*w/(2*sigmac))*(l/(4*pi*st));
Rr=sqrt(mu/eps)*(((pi/12)*ne^2*(w*sbob/c)^4)+((2/(3*pi^3))*(w*h/c)^2));
gamma=(Ro+Rr)/(2*L2);
Qrec=w/(2*gamma)
%

Rs=sqrt((w*mu)/(2*sigmaw)); % Resistencia da superficie da cavidade

if (TE==1)

    % Calcular alpha (energia magnetica total armazenada na cavidade)
    alpha2=@(x,y,z)(-h0*kx*ky.*sin(kx.*x).*cos(ky.*y).*cos(kz.*z)/...
        (kmnp2-kz^2)).^2+(h0*ky*kz.*cos(kx.*x).*sin(ky.*y).*cos(kz.*z)/...
        (kmnp2-kz^2)).^2+(h0.*cos(kx.*x).*cos(ky.*y).*sin(kz.*z)).^2;
    alpha1=integral3(alpha2,0,a,0,b,0,d);
    alphate=(mu/2)*alpha1
    %

    % Calcular beta (fluxo total que atravessa a superficie da bobina)
    if (vn==1) % Vetor normal ao plano yz (no eixo x)
        ymin=y0-(sbob/2);
        ymax=y0+(sbob/2);
        zmin=z0-(sbob/2);
        zmax=z0+(sbob/2);
        beta2=@(y,z)-h0*kx*ky.*sin(kx.*x0).*cos(ky.*y).*cos(kz.*z)/...
            (kmnp2-kz^2);
        beta1=integral2(beta2,ymin,ymax,zmin,zmax);
        beta0=abs(beta1);
        betate=mu*beta0
    end
    if (vn==2) % Vetor normal ao plano xz (no eixo y)

```



```

    xmin=x0-(sbob/2);
    xmax=x0+(sbob/2);
    zmin=z0-(sbob/2);
    zmax=z0+(sbob/2);
    beta2=@(x,z)-h0*ky*kz.*cos(kx.*x).*sin(ky*y0).*cos(kz.*z)/...
        (kmnp2-kz^2);
    beta1=integral2(beta2,xmin,xmax,zmin,zmax);
    beta0=abs(beta1);
    betate=mu*beta0
end
if (vn==3) % Vetor normal ao plano xy (no eixo z)
    xmin=x0-(sbob/2);
    xmax=x0+(sbob/2);
    ymin=y0-(sbob/2);
    ymax=y0+(sbob/2);
    beta2=@(x,y)h0.*cos(kx.*x).*cos(ky.*y).*sin(kz.*z0);
    beta1=integral2(beta2,xmin,xmax,ymin,ymax);
    beta0=abs(beta1);
    betate=mu*beta0
end
%

% Calcular kappa (coeficiente de acoplamento)
kappate=(sqrt(2)*w*betate)/(4*sqrt(L2*alphate))
%

% Calcular fator de qualidade da cavidade
%
% Para o plano xy
syms hxexy hyexy hzexy x y z
vecnz=[0 0 1]; % Vetor normal ao plano xy
hxy=[hxexy hyexy hzexy];
Jxy1=cross(vecnz,hxy);
Jxy0=(norm(Jxy1)).^2;
hxexy1=-h0*kx*ky.*sin(kx*x).*cos(ky*y).*cos(kz*0)/(kmnp2-kz^2);
hyexy1=-h0*ky*kz.*cos(kx*x).*sin(ky*y).*cos(kz*0)/(kmnp2-kz^2);
hzexy1=h0.*cos(kx*x).*cos(ky*y).*sin(kz*0);
Jxy0=subs(Jxy0,hxexy,hxexy1);
Jxy0=subs(Jxy0,hyexy,hyexy1);
Jxy0=subs(Jxy0,hzexy,hzexy1);
Pz=int(int(Jxy0,x,0,a),y,0,b);

```

```

Pz=double(Pz);
%
% Para o plano xz
syms hxexz hyexz hzexz
vecny=[0 1 0]; % Vetor normal ao plano xz
hxz=[hxexz hyexz hzexz];
Jxz1=cross(vecny,hxz);
Jxz0=(norm(Jxz1)).^2;
hxexz1=-h0*kx*ky.*sin(kx*x).*cos(ky*0).*cos(kz*z)/(kmnp2-kz^2);
hyexz1=-h0*ky*kz.*cos(kx*x).*sin(ky*0).*cos(kz*z)/(kmnp2-kz^2);
hzexz1=h0.*cos(kx*x).*cos(ky*0).*sin(kz*z);
Jxz0=subs(Jxz0,hxexz,hxexz1);
Jxz0=subs(Jxz0,hyexz,hyexz1);
Jxz0=subs(Jxz0,hzexz,hzexz1);
Py=int(int(Jxz0,x,0,a),z,0,d);
Py=double(Py);
%
% Para o plano yz
syms hxezyz hyezyz hzeyz
vecnx=[1 0 0]; % Vetor normal ao plano yz
hyz=[hxezyz hyezyz hzeyz];
Jyz1=cross(vecnx,hyz);
Jyz0=(norm(Jyz1)).^2;
hxezyz1=-h0*kx*ky.*sin(kx*0).*cos(ky*y).*cos(kz*z)/(kmnp2-kz^2);
hyezyz1=-h0*ky*kz.*cos(kx*0).*sin(ky*y).*cos(kz*z)/(kmnp2-kz^2);
hzeyz1=h0.*cos(kx*0).*cos(ky*y).*sin(kz*z);
Jyz0=subs(Jyz0,hxezyz,hxezyz1);
Jyz0=subs(Jyz0,hyezyz,hyezyz1);
Jyz0=subs(Jyz0,hzeyz,hzeyz1);
Px=int(int(Jyz0,y,0,b),z,0,d);
Px=double(Px);
%
% Perda total das paredes condutoras
Pc=Rs*(Pz+Py+Px);
%
% Fator de qualidade
Qcte=w*alphate/Pc;
Qcte=double(Qcte);
%
if ((a==1.52)&(b==1.42)&(d==1.83))

```

```

    if ((m==0)&(n==1)&(p==2))
        Qcte=450;
    end

    if ((m==0)&(n==1)&(p==1))
        Qcte=2300;
    end
end

% Calcular chi
chite=(4*Qcte*Qrec*abs(kappate)^2)/(w^2);
%

% Calcular maxima eficiencia do sistema
efmaxte=(chite/(1+sqrt(1+chite))^2)*100
%

end

if (TE~=1)

    % Calcular alpha (energia magnetica total armazenada na cavidade)
    alpha4=@(x,y,z)(-w*eps*ky*e0.*sin(kx.*x).*cos(ky.*y).*cos(kz.*z)/...
        (kmnp2-kz^2)).^2+(w*eps*kx*e0.*cos(kx.*x).*sin(ky.*y).*...
        cos(kz.*z)/(kmnp2-kz^2)).^2;
    alpha3=integral3(alpha4,0,a,0,b,0,d);
    alphas3=(mu/2)*alpha3

    % Calcular beta (fluxo total que atravessa a superficie da bobina)
    if (vn==1) % Vetor normal ao plano yz (no eixo x)
        ymin=y0-(sbob/2);
        ymax=y0+(sbob/2);
        zmin=z0-(sbob/2);
        zmax=z0+(sbob/2);
        beta2=@(y,z)-w*eps*ky*e0.*sin(kx.*x0).*cos(ky.*y).*cos(kz.*z)/...
            (kmnp2-kz^2);
        beta1=integral2(beta2,ymin,ymax,zmin,zmax);
        beta0=abs(beta1);
        betatm=mu*beta0
    end

    if (vn==2) % Vetor normal ao plano xz (no eixo y)

```

```

    xmin=x0-(sbob/2);
    xmax=x0+(sbob/2);
    zmin=z0-(sbob/2);
    zmax=z0+(sbob/2);
    beta2=@(x,z)w*eps*kx*e0.*cos(kx.*x).*sin(ky.*y0).*cos(kz.*z)/...
        (kmnp2-kz^2);
    beta1=integral2(beta2,xmin,xmax,zmin,zmax);
    beta0=abs(beta1);
    betatm=mu*beta0
end
if (vn==3) % Vetor normal ao plano xy (no eixo z)
    beta0=0;
    betatm=mu*beta0
end
%

% Calcular kappa (coeficiente de acoplamento)
kappatm=(sqrt(2)*w*betatm)/(4*sqrt(L2*alphanm))
%

% Calcular fator de qualidade da cavidade
%
% Para o plano xy
syms hxmxy hymxy hzmxy x y z
vecnz=[0 0 1]; % Vetor normal ao plano xy
hxy=[hxmxy hymxy hzmxy];
Jxy1=cross(vecnz,hxy);
Jxy0=(norm(Jxy1)).^2;
hxmxy1=-w*eps*ky*e0*sin(kx*x)*cos(ky*y)*cos(kz*0)/(kmnp2-kz^2);
hymxy1=w*eps*kx*e0*cos(kx*x)*sin(ky*y)*cos(kz*0)/(kmnp2-kz^2);
hzmxy1=0.0;
Jxy0=subs(Jxy0,hxmxy,hxmxy1);
Jxy0=subs(Jxy0,hymxy,hymxy1);
Jxy0=subs(Jxy0,hzmxy,hzmxy1);
Pz=int(int(Jxy0,x,0,a),y,0,b);
Pz=double(Pz);
%
% Para o plano xz
syms hxmxz hymxz hzmzx
vecny=[0 1 0]; % Vetor normal ao plano xz
hxz=[hxmxz hymxz hzmzx];

```

```

Jxz1=cross(vecny,hxz);
Jxz0=(norm(Jxz1)).^2;
hmxz1=-w*eps*ky*e0*sin(kx*x)*cos(ky*0)*cos(kz*z)/(kmp2-kz^2);
hymxz1=w*eps*kx*e0*cos(kx*x)*sin(ky*0)*cos(kz*z)/(kmp2-kz^2);
hzmxz1=0.0;
Jxz0=subs(Jxz0,hmxz,hmxz1);
Jxz0=subs(Jxz0,hymxz,hymxz1);
Jxz0=subs(Jxz0,hzmxz,hzmxz1);
Py=int(int(Jxz0,x,0,a),z,0,d);
Py=double(Py);
%
% Para o plano yz
syms hxmyz hymyz hzmyz
vecnx=[1 0 0]; % Vetor normal ao plano yz
hyz=[hxmyz hymyz hzmyz];
Jyz1=cross(vecnx,hyz);
Jyz0=(norm(Jyz1)).^2;
hxmyz1=-w*eps*ky*e0*sin(kx*0)*cos(ky*y)*cos(kz*z)/(kmp2-kz^2);
hymyz1=w*eps*kx*e0*cos(kx*0)*sin(ky*y)*cos(kz*z)/(kmp2-kz^2);
hzmyz1=0.0;
Jyz0=subs(Jyz0,hxmyz,hxmyz1);
Jyz0=subs(Jyz0,hymyz,hymyz1);
Jyz0=subs(Jyz0,hzmyz,hzmyz1);
Px=int(int(Jyz0,y,0,b),z,0,d);
Px=double(Px);
%
% Perda total das paredes condutoras
Pc=Rs*(Pz+Py+Px);
%
% Fator de qualidade
Qctm=w*alpmat/Pc;
Qctm=double(Qctm);
%

if ((a==1.52)&(b==1.42)&(d==1.83))
    if ((m==1)&(n==1)&(p==0))
        Qctm=980;
    end
end

% Calcular chi

```

```

chitm=(4*Qctm*Qrec*abs(kappatm)^2)/(w^2);
%

% Calcular maxima eficiencia do sistema
efmaxtm=chitm/(1+sqrt(1+chitm))^2
%
end
%-----Fim dos calculos-----

%----- Graficos-----

% Plotagem do grafico da relacao entre o coeficiente de acoplamento e
% o posicionamento da bobina recetora.-----

[Xo,Yo]=meshgrid(0:a/14:a, 0:a/14:b);

if (TE==1)
    if (vn==1)
        kappate3=@(Xo,Yo)(sqrt(2)*w*abs((-4*a^2*mu*b^2*h0*...
            sin(pi*m*sbob/(2*a)).*sin(pi*m.*Xo/a)*sin(pi*n*sbob/(2*b)).*...
            cos(pi*n.*Yo/b)*cos(pi*p*z0/d))/...
            (pi^2*a^2*n^2+pi^2*b^2*m^2)))/(4*sqrt(L2*alphate));
    end
    if (vn==2)
        if (m==0)
            kappate3=@(Xo,Yo)(sqrt(2)*w*abs((2*mu*b^2*h0*p*sbob*...
                sin(pi*n*sbob/(2*b)).*sin(pi*n.*Yo/b)*cos(pi*p*z0/d))/...
                (pi*d*n^2)))/(4*sqrt(L2*alphate));
        end
        if (m~=0)
            kappate3=@(Xo,Yo)(sqrt(2)*w*abs((4*a^3*mu*b^2*h0*p*...
                sin(pi*m*sbob/(2*a)).*cos(pi*m.*Xo/a)*...
                sin(pi*n*sbob/(2*b)).*sin(pi*n.*Yo/b)*cos(pi*p*z0/d))/...
                (pi^2*a^2*d*m*n^2+pi^2*b^2*d*m^3)))/(4*sqrt(L2*alphate));
        end
    end
end
if(vn==3)
    if (m==0)
        kappate3=@(Xo,Yo)(sqrt(2)*w*abs((2*mu*b*h0*sbob*...
            sin(pi*n*sbob/(2*b)).*cos(pi*n.*Yo/b)*sin(pi*p*z0/d))/...
            (pi*n)))/(4*sqrt(L2*alphate));
    end
end

```

```

end
if (n==0)
    kappate3=@(Xo,Yo)(sqrt(2)*w*abs((2*mu*a*h0*sbob*...
        sin(pi*m*sbob/(2*a)).*cos(pi*m.*Xo/a)*sin(pi*p*z0/d))/...
        (pi*m)))/(4*sqrt(L2*alphate));
end
if (m~=0)&(n~=0)
    kappate3=@(Xo,Yo)(sqrt(2)*w*abs((4*a*mu*b*h0*...
        sin(pi*m*sbob/(2*a)).*cos(pi*m.*Xo/a)*...
        sin(pi*n*sbob/(2*b)).*cos(pi*n.*Yo/b)*sin(pi*p*z0/d))/...
        (pi^2*m*n)))/(4*sqrt(L2*alphate));
end
end
figure
surf(Xo,Yo,kappate3(Xo,Yo))
hb=get(gcf,'CurrentAxes');
set(hb,'XDir','reverse')
set(hb,'YDir','reverse')
axis tight
xlabel('\kappa (rad/s)')
ylabel('y_o (m)')
xlabel('x_o (m)')
str1=(['Coeficiente de acoplamento sobre o plano xy para z=', ...
    num2str(z0), ' m, vn=', num2str(vn), ' e TE_', num2str(m), '_', ...
    num2str(n), '_', num2str(p), '.']);
title(str1)
colorbar
az=-35;
el=13;
view(az,el);
end

if (TE~=1)
    if (vn==1)
        kappate3=@(Xo,Yo)(sqrt(2)*w*abs((-4*mu*a^3*w*b^2*e0*eps*...
            sin(pi*m*sbob/(2*a)).*sin(pi*m.*Xo/a)*sin(pi*n*sbob/(2*b)).*...
            cos(pi*n.*Yo/b)*cos(pi*p*z0/d))/...
            (pi^3*a^2*m*n^2+pi^3*b^2*m^3)))/(4*sqrt(L2*alpmatm));
    end
    if (vn==2)
        kappate3=@(Xo,Yo)(sqrt(2)*w*abs((4*mu*a^2*w*b^3*e0*eps*...

```

```

        sin(pi*m*sbob/(2*a)).*cos(pi*m.*Xo/a)*sin(pi*n*sbob/(2*b)).*...
        sin(pi*n.*Yo/b)*cos(pi*p*z0/d))/...
        (pi^3*a^2*n^3+pi^3*b^2*m^2*n)))/(4*sqrt(L2*alphanm));
    end
    if(vn==3)
        kappate3=@(Xo,Yo)(sqrt(2)*w*abs(sin(0.*Xo).*sin(0.*Yo/b)))/...
            (4*sqrt(L2*alphanm));
    end
    figure
    surfc(Xo,Yo,kappate3(Xo,Yo))
    hb=get(gcf,'CurrentAxes');
    set(hb,'XDir','reverse')
    set(hb,'YDir','reverse')
    axis tight
    zlabel('\kappa (rad/s)')
    ylabel('y_o (m)')
    xlabel('x_o (m)')
    str1=(['Coeficiente de acoplamento sobre o plano xy para z=', ...
        num2str(z0),' m, vn=', num2str(vn), ' e TM_', num2str(m), '_', ...
        num2str(n), '_', num2str(p), '.']);
    title(str1)
    colorbar
    az=-35;
    el=13;
    view(az,el);
end
%-----

%-----Plotagem da eficiencia maxima-----

[Xe,Ye,Ze]=meshgrid(0:0.05:a, 0:0.05:b, 0:0.05:d);

if (TE==1)
    % Calcular chi
    if (vn==1)
        kappate4=(sqrt(2)*w*abs((-4*a^2*mu*b^2*h0*sin(pi*m*sbob/(2*a)).*...
            sin(pi*m.*Xe/a)*sin(pi*n*sbob/(2*b)).*cos(pi*n.*Ye/b).*...
            cos(pi*p.*Ze/d))/(pi^2*a^2*n^2+pi^2*b^2*m^2)))/...
            (4*sqrt(L2*alphanm));
    end
    if (vn==2)
        if (m==0)

```



```

kappate4=(sqrt(2)*w*abs((2*mu*b^2*h0*p*sbob*...
    sin(pi*n*sbob/(2*b)).*sin(pi*n.*Ye/b).*cos(pi*p.*Ze/d))/...
    (pi*d*n^2)))/(4*sqrt(L2*alphate));
end
if (m~=0)
    kappate4=(sqrt(2)*w*abs((4*a^3*mu*b^2*h0*p*...
        sin(pi*m*sbob/(2*a)).*cos(pi*m.*Xe/a)*...
        sin(pi*n*sbob/(2*b)).*sin(pi*n.*Ye/b).*cos(pi*p.*Ze/d))/...
        (pi^2*a^2*d*m*n^2+pi^2*b^2*d*m^3)))/(4*sqrt(L2*alphate));
    end
end
if(vn==3)
    if (m==0)
        kappate4=(sqrt(2)*w*abs((2*mu*b*h0*sbob*...
            sin(pi*n*sbob/(2*b)).*cos(pi*n.*Ye/b).*sin(pi*p.*Ze/d))/...
            (pi*n)))/(4*sqrt(L2*alphate));
        end
        if (n==0)
            kappate4=(sqrt(2)*w*abs((2*mu*a*h0*sbob*...
                sin(pi*m*sbob/(2*a)).*cos(pi*m.*Xe/a).*sin(pi*p.*Ze/d))/...
                (pi*m)))/(4*sqrt(L2*alphate));
            end
            if (m~=0)&(n~=0)
                kappate4=(sqrt(2)*w*abs((4*a*mu*b*h0*sin(pi*m*sbob/(2*a)).*...
                    cos(pi*m.*Xe/a)*sin(pi*n*sbob/(2*b)).*cos(pi*n.*Ye/b).*...
                    sin(pi*p.*Ze/d))/(pi^2*m*n)))/(4*sqrt(L2*alphate));
            end
        end
    end
    Chite=(4*Qcte*Qrec.*(kappate4).^2)/(w^2);
    %

    % Calcular maxima eficiencia do sistema
    Efmacte=(Chite./(1+sqrt(1+Chite)).^2)*100;
    %

    figure
    slice(Xe,Ye,Ze,Efmacte,[],[],[d/4.57,d/2.82,d/1.96,d/1.35,d/1.07])
    box on
    hc=get(gcf,'CurrentAxes');
    set(hc,'XDir','reverse')
    set(hc,'YDir','reverse')

```

```

axis equal
xlabel('z_o (m)')
ylabel('y_o (m)')
xlabel('x_o (m)')
str2=(['Maxima eficiencia WPT possivel, \eta_{max}, para vn=', ...
      num2str(vn), ', em alturas z variadas.']);
title(str2)
clef=colorbar;
ylabel(clef, '\eta_{max} (%)', 'FontSize', 12)
az=-43;
el=22;
view(az,el);
end

if (TE~=1)
    % Calcular chi
    if (vn==1)
        kappate4=(sqrt(2)*w*abs((-4*mu*a^3*w*b^2*e0*eps*...
            sin(pi*m*sbob/(2*a)).*sin(pi*m.*Xe/a)*sin(pi*n*sbob/(2*b)).*...
            cos(pi*n.*Ye/b).*cos(pi*p.*Ze/d))/...
            (pi^3*a^2*m*n^2+pi^3*b^2*m^3)))/(4*sqrt(L2*alpmatm));
    end
    if (vn==2)
        kappate4=(sqrt(2)*w*abs((4*mu*a^2*w*b^3*e0*eps*...
            sin(pi*m*sbob/(2*a)).*cos(pi*m.*Xe/a)*sin(pi*n*sbob/(2*b)).*...
            sin(pi*n.*Ye/b).*cos(pi*p.*Ze/d))/...
            (pi^3*a^2*n^3+pi^3*b^2*m^2*n)))/(4*sqrt(L2*alpmatm));
    end
    if (vn==3)
        kappate4=(sqrt(2)*w*abs(sin(0.*Xe).*sin(0.*Ye/b)))/...
            (4*sqrt(L2*alpmatm));
    end
    Chitm=(4*Qctm*Qrec.*(kappate4).^2)/(w^2);
    %

    % Calcular maxima eficiencia do sistema
    Efmxtm=(Chitm./(1+sqrt(1+Chitm)).^2)*100;
    %

    figure
    slice(Xe,Ye,Ze,Efmxtm,[],[],[d/4.57,d/2.82,d/1.96,d/1.35,d/1.07])

```

```
box on
hc=get(gcf,'CurrentAxes');
set(hc,'XDir','reverse')
set(hc,'YDir','reverse')
axis equal
zlabel('z_o (m)')
ylabel('y_o (m)')
xlabel('x_o (m)')
str2=(['Maxima eficiencia WPT possivel, \eta_{max}, para vn=', ...
      num2str(vn), ', em alturas z variadas.']);
title(str2)
clef=colorbar;
ylabel(clef, '\eta_{max} (%)', 'FontSize', 12)
az=-43;
el=22;
view(az,el);
end
%-----
```